Electron S.R.L.

Design
Production &
Trading of
Educational
Equipment

UNITE DIDACTIQUE B1138-A2
MANUEL D'INSTRUCTIONS

Electron S.R.L. - MERLINO - MILAN ITALIE Tel (++ 39 02) 90659200 Fax 90659180
Web – www.electron.it , e-mail – electron@electron.it

1138A2E11.doc 05/2012

SOMMAIRE

INTRODUCTION

SECURITE

SECTION I - EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E1

1 – TECHNOLOGIE EN COURANT CONTINU

1.1 – Polarité des tensions et des courants continus
1.2 – Résistance ohmique
1.3 – Loi d'Ohm
1.4 – Résistance non linéaire: la lampe à incandescence
1.5 – Résistance différentielle
1.6 – La caractéristique de la diode
1.7 – La caractéristique de la diode Zener

2 – RESISTANCES EN SERIE ET EN PARALLELE

2.1 – Circuit série
2.2 – Circuit parallèle
2.3 – Diviseur de tension
2.4 – Diviseur de tension chargé
2.5 – Le potentiomètre
2.6 – Pont de mesure de Wheatstone
2.7 – Lois de Kirchhoff
2.8 – Théorème de Thévenin et de Norton
2.9 – Théorème de Millman
2.10– Théorème de la Superposition

3 – MESURES EN COURANT CONTINU

3.1 – Instruments de mesure pour courants et tensions continus
3.2 – Le Voltmètre
3.3 – L'Ampèremètre
3.4 – Circuit équivalent d'un générateur
3.5 – Puissance en courant continu – Transfert de puissance

4 – CIRCUITS R, L, C EN COURANT CONTINU ET ALTERNATIF

4.1 – Réseaux R, L, C en courant alternatif
4.2 – Puissance en courant alternatif
4.3 – Réseaux CR et RC avec signaux sinusoïdaux
4.4 – Circuits R, L, C avec signaux d'impulsion

5 – RESONANCE

5.1 – Mesure d'inductance
5.2 – Circuit résonant LC parallèle
5.3 – Circuit résonant LC série

6 – FILTRES PASSIFS

6.1 – Vue d'ensemble
6.2 – Filtres passe-bas passifs
6.3 – Filtre passe-haut passifs

7 – CONVERSION COURANT ALTERNATIF/COURANT CONTINU

7.1 – Le redresseur demi-onde
7.2 – Le redresseur pleine onde
    7.2.1 – Le Redresseur pleine onde à point médian
    7.2.2 – Le Redresseur pleine onde à pont
    7.2.3 – Redresseur pleine onde avec condensateur de lissage
    7.2.4 – Redresseur pleine onde avec cellule de filtrage LC
7.3 – Le régulateur à diode Zener
7.4 – Régulateur série à diode Zener et transistor
7.5 – Régulateur linéaire de tension intégré
7.6 – Doubleur de tension

SECTION II - EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E2

1 – CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS BIPOLAIRES

1.1 – Connexions des Transistors PNP et NPN
1.2 – Caractéristiques de sortie d'un transistor
  1.2.1 – Emetteur commun
  1.2.2 – Base commune
1.3 – Paramètres petits signaux
  1.3.1 – Admittance de Sortie
  1.3.2 – Impédance d'Entrée
  1.3.3 – Gain en Courant h_{fe}
  1.3.4 – Contre-réaction Sortie/Entrée h_{re}

2 – TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

2.1 – Caractéristiques de sortie d'un transistor à effet de champ (FET)
2.2 – Amplificateur à FET

3 – TRANSISTOR DE PUISSANCE DARLINGTON

4 – TRANSISTOR MOSFET DE PUISSANCE

SECTION III - EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E3

1 – AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS

1.1 – Vue d'ensemble
1.2 – Amplificateur à Emetteur Commun – Choix du point de polarisation
1.3 – Amplificateur à Emetteur Commun – Mesure de la Résistance d'entrée
1.4 – Amplificateur à Emetteur Commun – Mesure de la Résistance de sortie
1.5 – Bande passante de l'Amplificateur à Emetteur Commun
1.6 – Etage d'amplification de puissance
1.7 – Fonctionnement de l'amplificateur de puissance – distorsion de croisement
1.8 – Mesure de la Résistance de sortie
1.9 – Amplificateurs à plusieurs étages

2 – MULTIVIBRATEURS A TRANSISTORS

2.1 – Circuit Bistable
2.2 – Bistable avec capacités d'accélération
2.3 – Fonctionnement du circuit bistable en mode bascule
2.4 – Circuit Astable
2.5 – Circuit Monostable

SECTION IV - EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E4

1 – SCR AND UJT

1.1 – Vue d'ensemble
1.2 – Le Transistor Unijonction
1.3 – Le SCR
1.4 – Contrôle de puissance c.a. avec SCR

2 – DIAC AND TRIAC

2.1 – Vue d'ensemble
2.2 – Le DIAC
2.3 – Le TRIAC
2.4 – Contrôle de puissance c.a. avec DIAC et TRIAC

2 – DISPOSITIFS OPTOELECTRONIQUES

3.1 – Vue d'ensemble
3.2 – Données techniques

SECTION V - EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E5

1 – CONFIGURATIONS DE BASE DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

1.1 – Le module didactique
1.2 – Paramètres des amplificateurs opérationnels
1.3 – Amplificateur inverseur
1.4 – Amplificateur inverseur en courant alternatif
1.5 – Amplificateur non inverseur
1.6 – Amplificateur non inverseur en courant alternatif
1.7 – Le suiveur de tension
1.8 – L'amplificateur sommateur
1.9 – L'amplificateur différentiel
1.10 – L'amplificateur changeur d'échelle
1.11 – Correction du décalage (OFFSET)
1.12 – Déphaseur
1.13 – Le comparateur
1.14 – Multivibrateur astable
1.15 – Vitesse de balayage (Slew rate)
1.16 – Bande passante
1.17 – Impédance de sortie

2 – FILTRES ACTIFS

2.1 – Le filtre passe-bande actif
2.2 – Le filtre passe-haut et passe-bas actif

3 – OSCILLATEURS

3.1 – Circuit astable avec un amplificateur opérationnel
3.2 – L'oscillateur à Pont de Wien
3.3 – L'oscillateur en quadrature

INTRODUCTION

Le B1138-A2 se compose d'un robuste boîtier métallique avec une grande surface frontale, qui contient les éléments d'usage général dans les expériences d'Electronique Analogique. Ces éléments comprennent l'alimentation, le générateur de forme d'onde, une plaque pour montage sans soudures et un étui pour les cartes interchangeable précâblées fournies avec l'unité didactique.
Cette unité didactique est pourtant un moyen d'enseignement moderne, avec des fonctionnalités pratiques et commodes.

Le B1138-A2 comprend:

- Alimentation en courant continu, +/-12V fixe et 0-24V variable, les deux. stabilisées et protégées. La source variable est équipée d'un indicateur de tension numérique
- Alimentation en courant alternatif avec deux sorties de 12V avec prise médiane ou une sortie de 24V.
- Générateur de signaux Sinus/triangle/carré. La sortie sinusoïdale varie en fréquence de 20Hz à 250KHz. Réglage fin de la fréquence, les contrôles du niveau et du rapport cyclique sont compris, ainsi qu'un indicateur numérique de la fréquence.
- Large zone pour le montage sans soudures. Cela permet de mettre en place facilement des expériences conçues par l'instructeur pour répondre aux exigences spécifiques d'enseignement
- Bande multi-trous pour potentiomètres, commutateurs, connecteurs, radiateurs qui peuvent être nécessaires dans l'activité de montage.
- Ensemble de 5 cartes interchangeables avec des circuits pré-montés permettant des expériences qui couvrent les sujets d'un cours typique d'Electronique Générale. Les détails sur ces cartes sont donnés ci-dessous.
- Jeu d'accessoires et manuels d'instructions. Les accessoires comprennent les câbles, les connecteurs, les adaptateurs et un jeu de 100 fils pour le montage sans soudures, en différentes couleurs et longueurs.
- Ensemble de composants en option pour couvrir des expériences spécifiques requises par le client.

Les cartes pour les expériences couvrent les sujets suivants:

Carte B1138-E1
Fondements d'Electronique: utilisation des instruments de mesure, lois générales de l'électricité, réseaux électriques avec R, L, C en courant continu et alternatif. Rectification, filtrage, stabilisation.

Carte B1138-E2
Polarisation en courant continu des amplificateurs à transistors, mesure des paramètres petits signaux. Transistor Bipolaire, FET, Darlington et MOSFET.

Carte 1138-E3
Amplificateur à transistors à plusieurs étages: polarisation en courant continu, gain, bande passante, étages de signal et de puissance et couplage entre étages.

Le transistor comme commutateur: circuit astable, bistable et monostable.

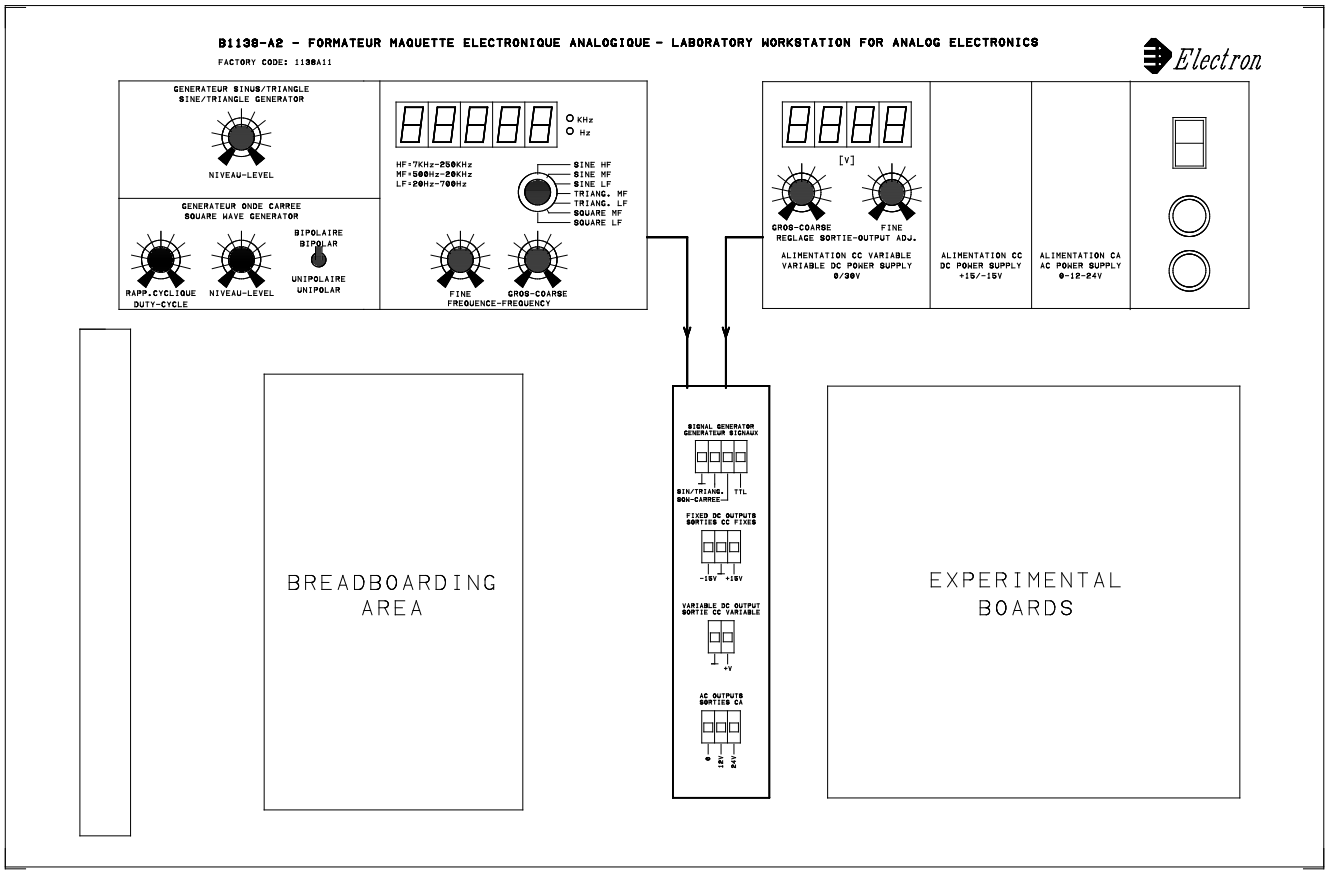
Carte 1138-E4

Thyristor, transistor Unijonction, Triac, Diac. Techniques de Contrôle de l'angle d'amorçage pour le contrôle c.a.
Dispositifs électro-optiques: photorésistance, photodiode, phototransistor et LED.

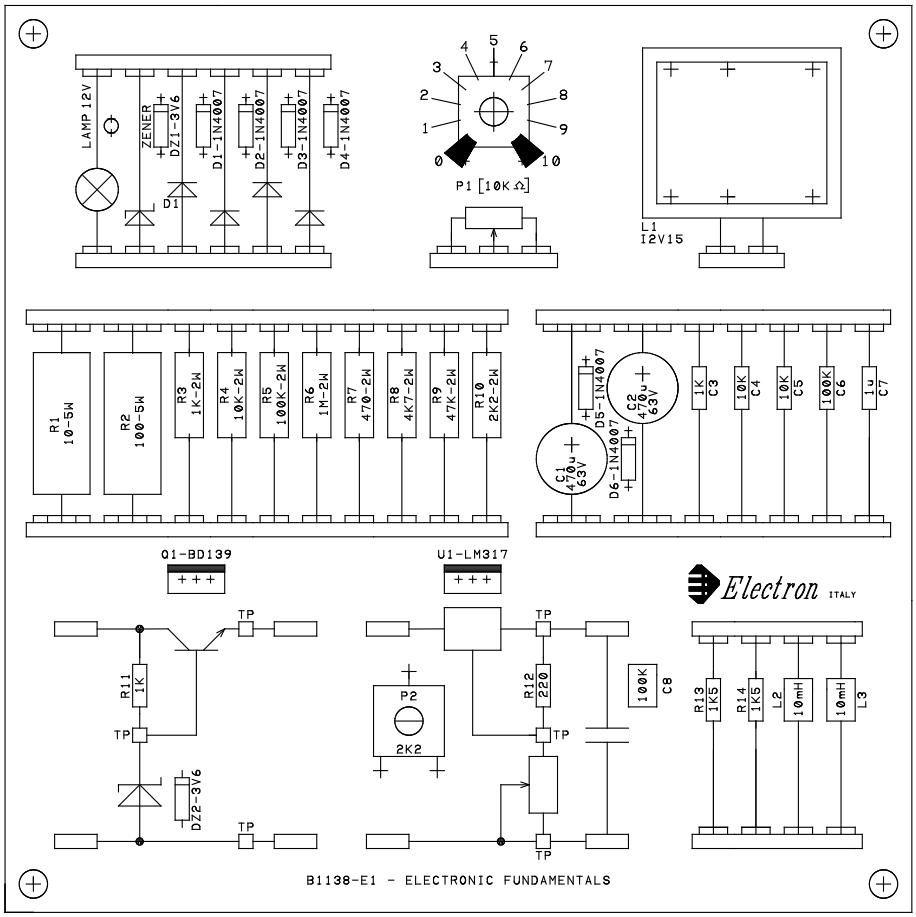
Carte 1138-E5

Amplificateurs opérationnels. Configuration de base et applications: amplificateur inverseur et non inverseur, additionneur, soustracteur, intégrateur, dérivateur, oscillateurs et filtres actifs.

Les figures suivantes montrent le dessin du boîtier de l'unité didactique et les cartes pour les expériences.

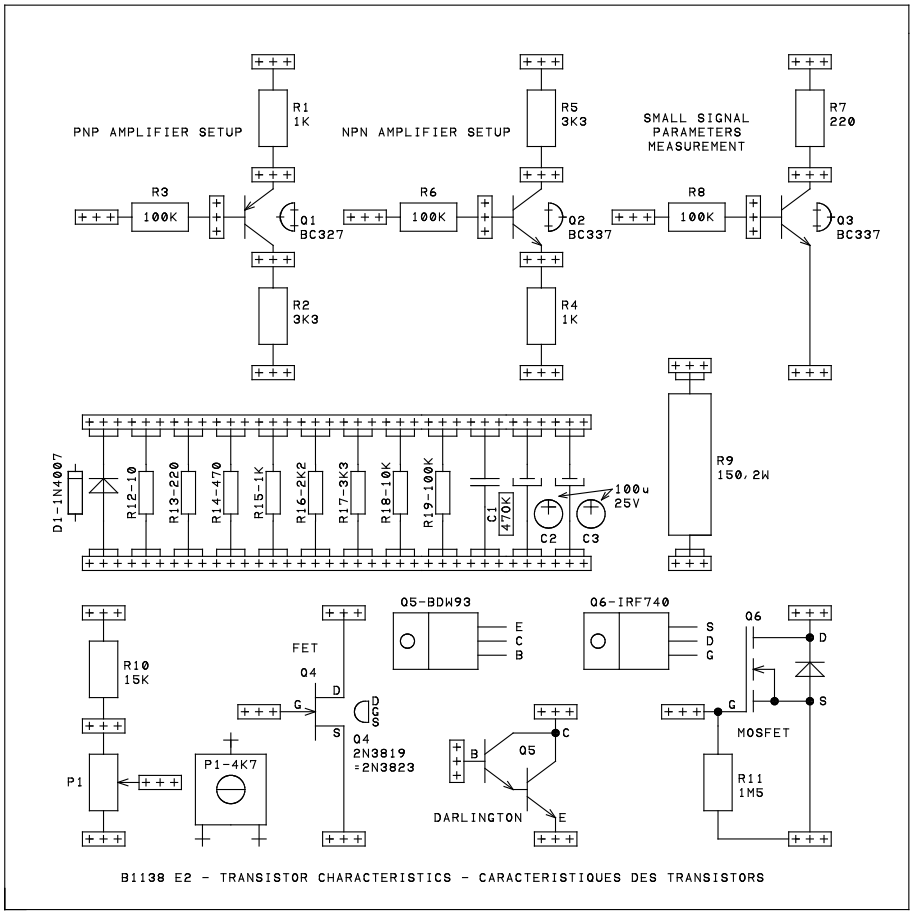


VUE DE FACE DE L'UNITE DIDACTIQUE B1138-A2



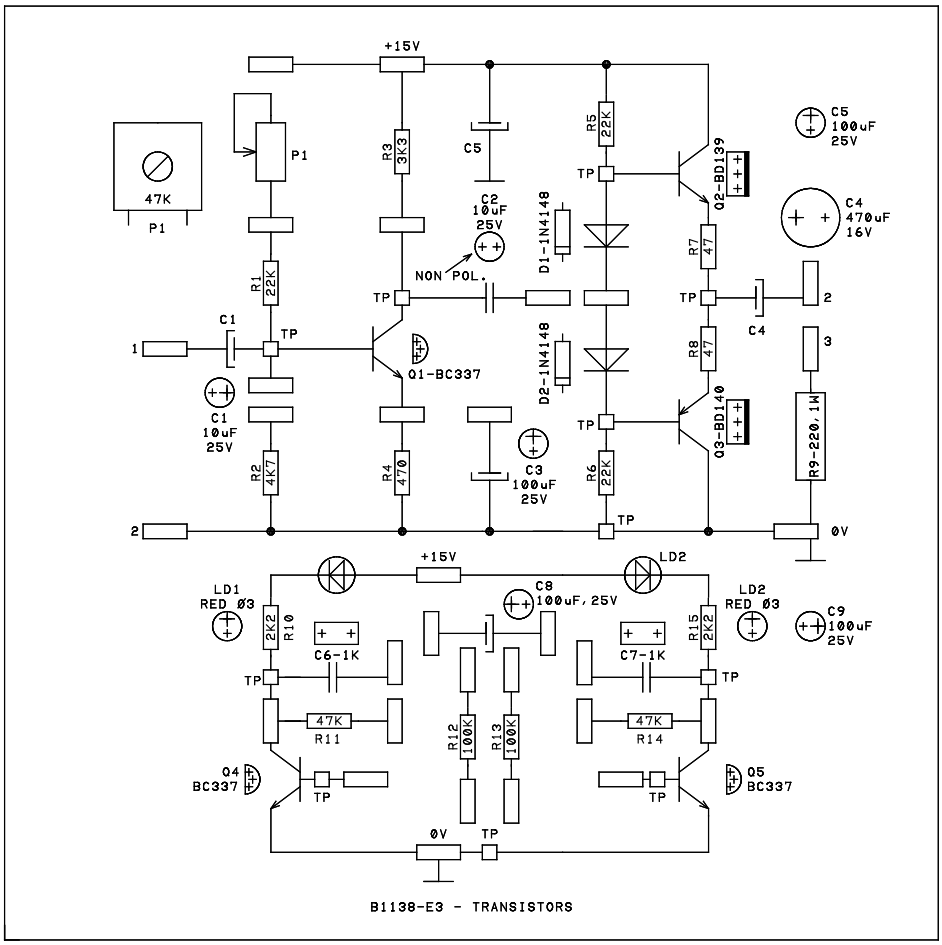
FRONT VIEW OF THE B1138-E1 BOARD

E1BOARD



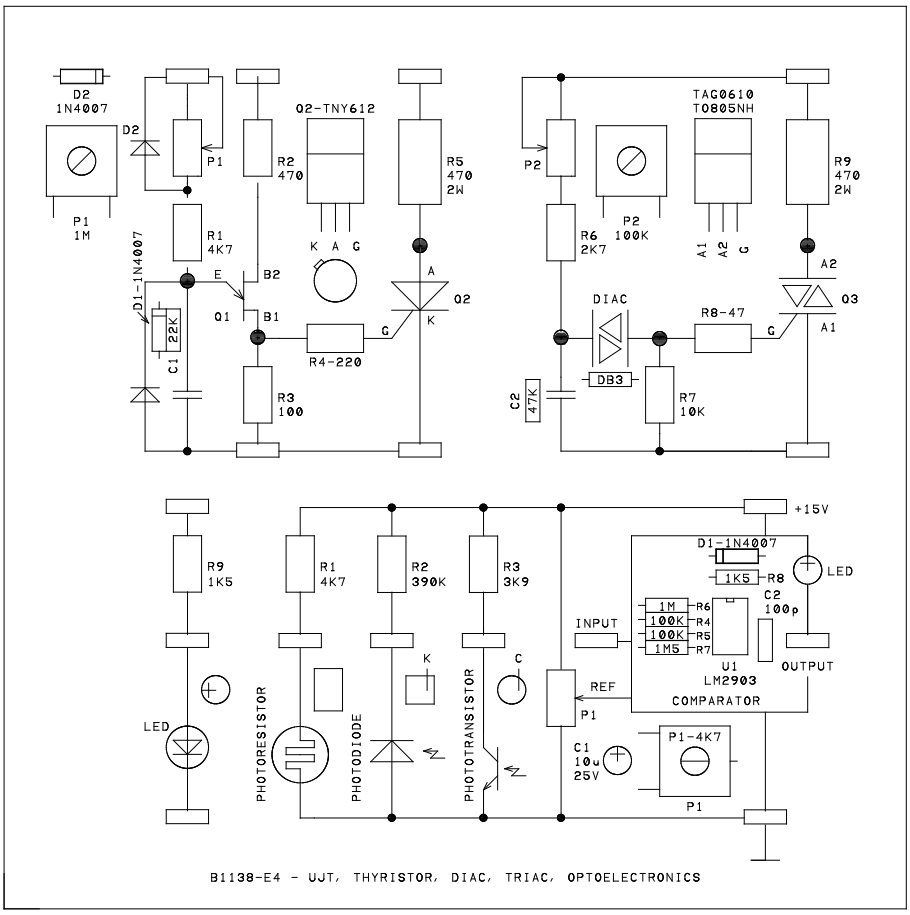
FRONT VIEW OF THE B1138-E2 BOARD

E2BOARD



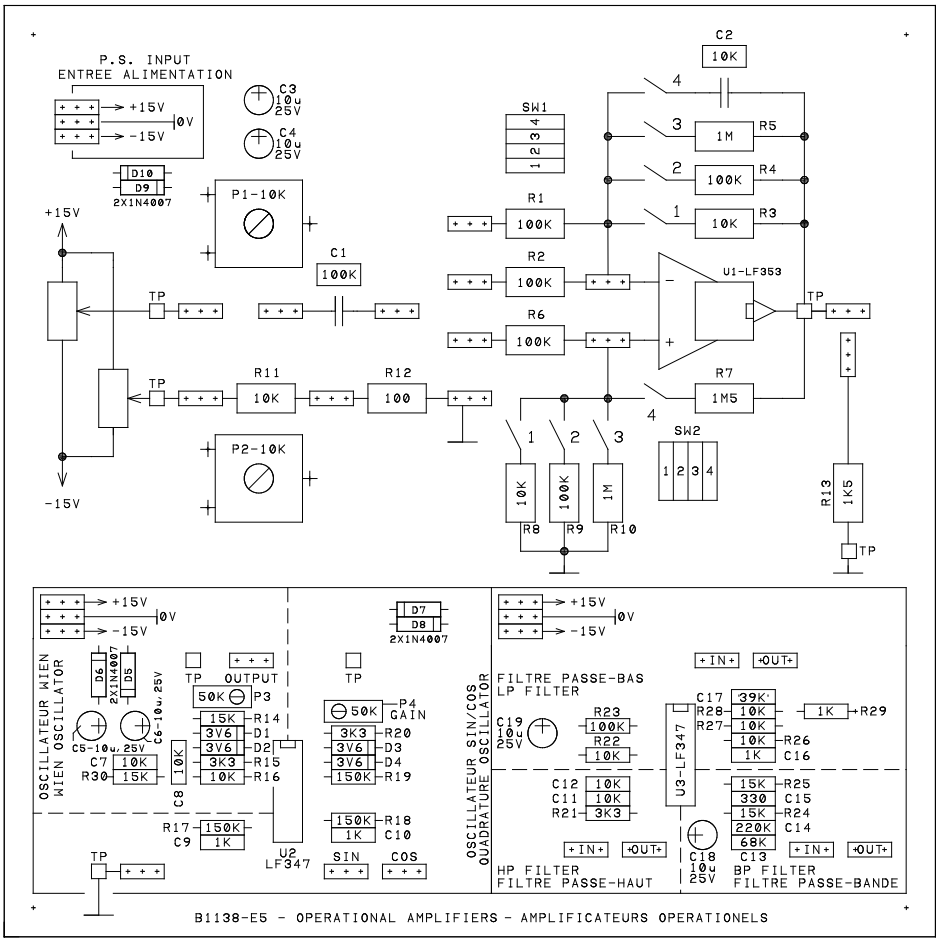
FRONT VIEW OF THE B1138-E3 BOARD

E3BOARD



FRONT VIEW OF THE B1138-E4 BOARD

38C1F0



FRONT VIEW OF THE B1138-E5 BOARD

E5BOARD

SECURITE

L'étudiant doit être informé sur les procédures générales du laboratoire d'électronique avant d'être autorisé à travailler sur cette unité didactique. En particulier les règles suivantes doivent être observées:

- Ne pas enlever le capot arrière. Cela expose l'utilisateur aux tensions secteur.

- Quand on planifie une expérience toujours s'assurer que les valeurs nominales des composant ne sont pas dépassés et que les connexions sont faites correctement.

- Les résistances surchargées peuvent surchauffer et entrainer des risques de brûlures et/ou d'incendie.

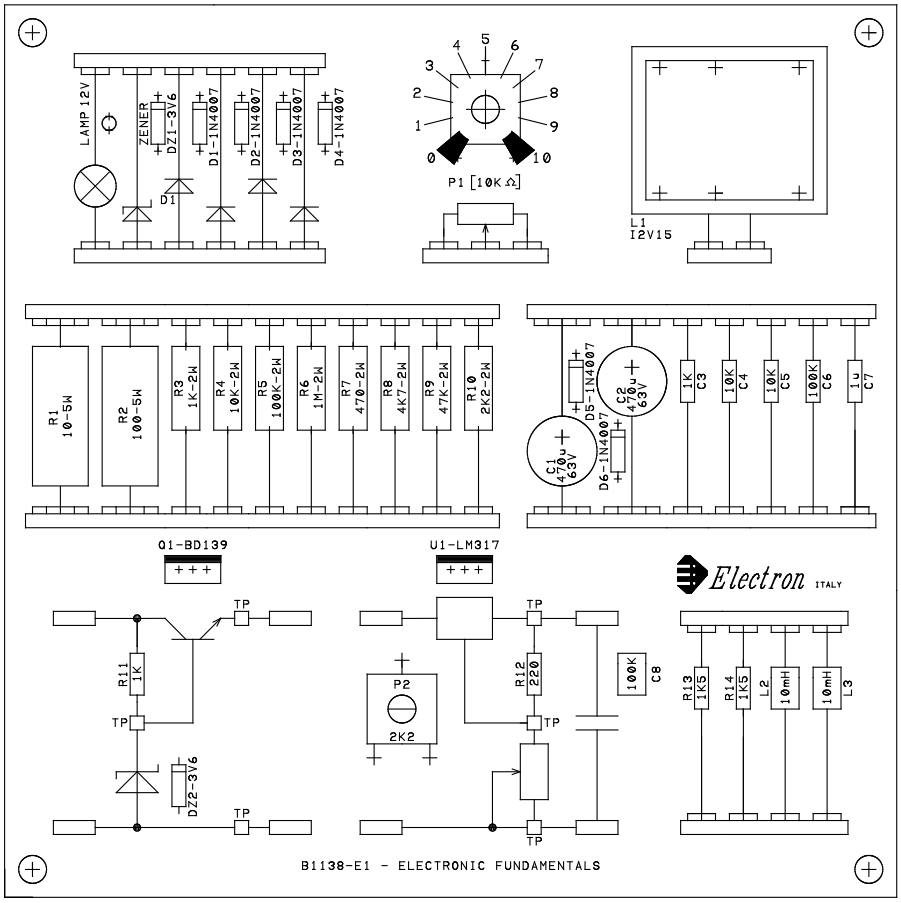
- Les condensateurs électrolytiques peuvent exploser si câblés avec la polarité erronée. Les condensateurs plus grands de cette unité didactique sont protégés contre ce risque par des diodes en parallèle avec eux.
  Ces dispositions éliminent le risque d'explosion mais exposent au danger d'un court-circuit.

- Ne jamais laisser l'appareil sans surveillance quand l'unité est sous tension. Toujours débrancher le cordon d'alimentation quand l'unité didactique n'est pas utilisée.

- En effectuant les expériences, faire toujours attention à l'odeur des composants surchauffés ou au chauffage anormal de tous les composants. Immédiatement mettre hors tension l'unité didactique dans ces cas.

SECTION I - EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E1

Tous les composants sont nommés par les mêmes symboles tels qu'ils apparaissent dans le schéma et les dispositions pratiques ce manuel. Afin de mettre en place une expérience, l'étudiant devra localiser chacun des composants de la carte, dans le schéma par son nom, et ensuite faire les connexions nécessaires.
La disposition du circuit est montrée dans l'image ci-dessous.



FRONT VIEW OF THE B1138-E1 BOARD

E1BOARD

1 – TECHNOLOGIE EN COURANT CONTINU

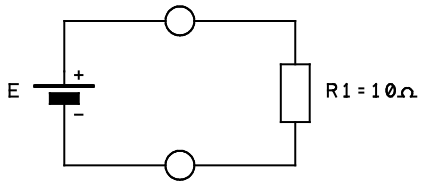
Un GENERATEUR est un dispositif capable de développer une tension à ses bornes de sortie.
Cette capacité des générateurs provient d'une variété de processus physiques, électrochimiques, électromagnétiques, électrothermiques etc. Pour le moment nous nous intéressons seulement à l'utilisation du générateur comme un BOITE NOIRE avec deux bornes électriques, à travers lesquelles une tension est développée.

Une RESISTANCE est un dispositif à deux bornes qui permet à un COURANT de circuler internement d'une borne à l'autre, ou vice-versa.

Les TENSIONS sont affichées ou mesurées par des VOLTMETRES, qui sont des dispositifs avec deux bornes à mettre respectivement en contact avec les points du circuit électrique où nous voulons mesurer une tension.

Les COURANTS sont affichés ou mesurés par des AMPEREMETRES, qui sont des dispositifs révélant par une indication appropriée (le mouvement d'un pointeur) le passage du courant d'une de ses bornes à l'autre.

La Figure 1 montre un circuit électrique élémentaire.



FOR E USE THE ADJUSTABLE POWER SUPPLY
AND SET IT TO 1.5V

FIG.1 – AN ELEMENTARY DC CIRCUIT

E1C1F1

La Figure 2A montre le même circuit avec un Voltmètre et un Ampèremètre pour afficher respectivement la tension du générateur et le courant fourni à la résistance de charge.

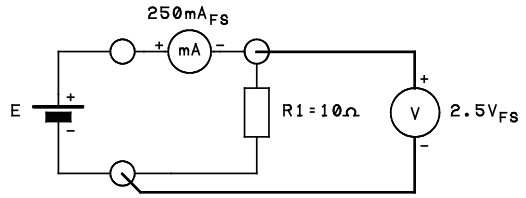


FIG.2A – CONNECTION OF AMMETER AND VOLTMETER INTO THE CIRCUIT OF FIG.1

E1C1F2A

Pour mettre en place le circuit de la Fig.2A notez les points suivants:

– Régler l'alimentation 0-30Vcc à 1.5V.

– Prérégler le Voltmètre pour mesurer des tensions continues, 2.5V pleine échelle.

– Prédéterminé l'Ampèremètre pour 250mA, c.c. pour mesurer le courant.

  Attention: un ampèremètre doit être connecté "en série" avec le conducteur où le courant doit être mesuré. Mettre un ampèremètre "en parallèle" à une source de tension est une erreur qui d'habitude a pour résultat la destruction immédiate du même.

– Utiliser R1 (10Ω) comme résistance de charge.

– Insérer l'instrument dans le circuit respectant les polarités indiquées en Fig. 2A.

Cet exercice élémentaire montrera quelques faits de base sur les circuits électriques:

– Une tension existe entre les bornes d'un générateur, et elle est mesurable par un Voltmètre.

– Un courant circule quand un générateur est fermé sur une charge, et il est mesurable par un Ampèremètre.

1.1 – Polarité des tensions et des courants continues

Se référer encore à la Fig.2A.

– Le deux bornes d'un générateur de courant continu sont conventionnellement indiquées par un PLUS et un MOINS.

– Un courant POSITIF sort de la borne positive du générateur, passe à travers la charge et entre dans la borne "-" du générateur.

– Puisque un courant peut être considéré comme un mouvement de charges positives électriques, on peut dire que le Générateur est un dispositif capable de générer internement des charges positives de sa borne "-" à sa borne "+", grâce à un mécanisme interne que nous ignorons pour le moment.
De la même manière nous pouvons redéfinir une résistance de charge comme capable de laisser circuler des charges positives, internement, de sa borne "+" à sa borne "-".
Les bornes "+" et "-" pour une charge positive sont identifiées par la polarité de la tension appliquée aux bornes, ce qui est établi par le générateur.

– Une charge passive comme la résistance utilisée dans le circuit de la Fig.2A ne prend aucune part à la détermination des polarités des tensions et des courants dans le circuit.
Si l'on connecte la résistance avec les bornes échangées, rien ne changerait.

– La Figure 2B résume les déclarations juste faites pour les polarités des courants et des tensions dans le circuit à l'essai.

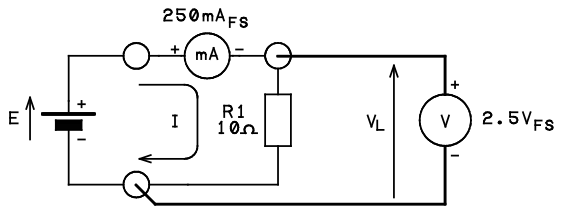


FIG.2B – POSITIVE SIGN CONVENTIONS FOR VOLTAGES AND CURRENTS IN THE CIRCUIT OF FIG.2A

E1C1F2B

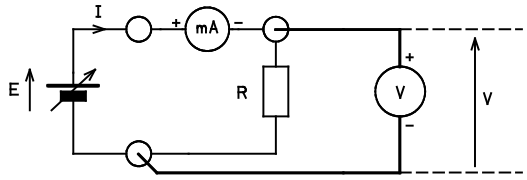
1.2 – Résistance ohmique

Dans le circuit de la Fig.2A (et 2B) on définit comme RESISTANCE OHMIQUE de la charge le rapport entre la tension aux bornes de la charge et le courant qui s'écoule dans elle.
Dans le circuit de Fig.2A et 2B, ces deux variables sont mesurées par l'indication des instruments.
Lire ces valeurs et calculer la résistance ohmique (ou simplement Résistance) de la charge comme:

$$R = \frac{V}{I}$$

1.3 – Loi d'Ohm

La Figure 3 montre le circuit élémentaire en courant continu qui sera utilisé pour cette expérience.



FOR E USE THE VARIABLE POWER SUPPLY OF THE TRAINER
FOR R USE RESISTOR R3 OF E1 BOARD

FIG.3 – RECORDING THE V/I CHARACTERISTIC FOR RESISTOR R

E1C1F3

Dans ce circuit le générateur représente l'alimentation réglable fournie avec l'unité didactique, tandis que R est la résistance R3 de l'unité didactique.

Régler la tension du générateur de 2V à 15V par étapes de 1 Volt et enregistrer l'indication de l'ampèremètre (en effet un milliampèremètre) à chaque étape.
Tracer les résultats dans un graphique qui montre le courant sur l'axe horizontal et la tension sur l'axe vertical. Le graphique devrait rassembler à celui de la Fig.4.

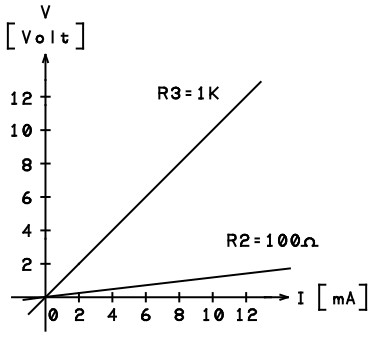


FIG.4 – GRAPH OF THE V/I CHARACTERISTIC FOR 100 OHM AND 1K OHM RESISTORS

E1C1F4

Notez les points suivants:

– Le courant augmente quand la tension augmente.

– Si la tension double (par exemple de 5V à 10V), le courant double aussi (de 5 mA à 10 mA).

– On peut dire que dans notre circuit à l'essai les tensions et les courants sont Proportionnels. En d'autres termes leur rapport est une constante. Cette constante de proportionnalité s'appelle RESISTANCE, et est indiquée par le symbole R:

  V/I=R (Loi d'Ohm)

  La résistance est mesurée en Ohms (Ω).
  La résistance d'un Ohm est celle d'un composant qui laisse passer 1 Ampère avec une tension de 1 Volt à ses bornes.

– Si le câblage du circuit à l'essai est modifié en remplaçant R avec R2 de l'unité didactique (100Ω) et les mesures sont répétées, on obtient un graphique similaire au précédent (voir la Fig.5): seulement la pente de la ligne change. Pour tensions de 5V et de 10V nous obtenons maintenant des courants de 50 et 100mA.

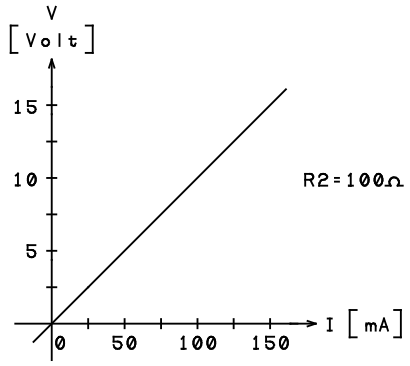


FIG.5 - V/I CHARACTERISTIC FOR R2

E1C1F5

– Ce qui a changé dans les deux cas est le composant que nous avons utilisé comme charge pour le générateur. Ces deux composants ont différente RESISTANCE. Les composants eux-mêmes s'appellent RESISTANCES car ils sont fabriqués pour fournir des valeurs données du Rapport V/I.

– Calculer à partir des résultats de vos mesures la résistance des deux résistances utilisées, et comparer ces valeurs avec la valeur nominale de ces composants (1kΩ et 100Ω).

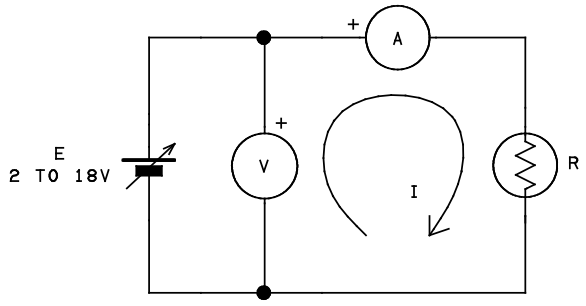
1.4 – Résistance non linéaire: la lampe à incandescence

La Caractéristique V/I des Fig.4 et 5 est celle d'une soi-disant Résistance Linéaire, un dispositif qui maintient une résistance constante et inchangée dans toutes les conditions physiques.
Dans la pratique tous les matériels ont une Caractéristique V/I qui est intrinsèquement non linéaire et dépendant de paramètres comme la température, les contraintes mécaniques, l'âge, etc.

Dans la plupart des cas il est souhaitable que les résistances utilisées en électronique aient des valeurs aussi constantes que possible, et pourtant ces composants sont composés de matériels sélectionnés à cet effet. Dans certains autres cas une Caractéristique V/I non linéaire peut s'avérer utile à des fins spécifiques.

Nous allons examiner certains de ces dispositifs, à partir d'une lampe à incandescence ordinaire, qui nous permet de comprendre le significat de Caractéristique V/I non linéaire.

Mettre en place l'appareil comme le montre la Fig.6.



USE AS E THE VARIABLE SOURCE OF THE TRAINER
USE FOR R THE LAMP

FIG.6 - RECORDING THE V/I CHARACTERISTIC FOR THE INCANDESCENT LAMP

E1C1F6

Le générateur de tension variable de l'unité didactique est utilisé pour alimenter une lampe à incandescence. La tension est changée en étapes de 0 à 12V et le courant dans la lampe est mesuré et enregistré à chaque étape.
Les résultats tracés dans un graphique apparaissent comme dans la Fig.7.

Le raison de la progressive flexion de la caractéristique réside dans le COEFFICIENT DE TEMPERATURE du matériel dont le filament est fait.
Le coefficient de température dans ce cas est Positif: si la tension d'alimentation est augmentée, le filament reçoit plus puissance et pourtant sa température

augmente. La résistance du filament augmente quand la température augmente et le filament tire moins de courant que si la résistance reste constante.

Notons simplement qu'un Coefficient de température positif pour une lampe à incandescence est très sain pour la lampe elle-même: prenons le cas d'une lampe à Coefficient de température négatif connectée au secteur. Une élévation accidentelle de la tension de ligne augmenterait la température de la lampe, ce qui abaisserait sa résistance ; la lampe tirerait plus de courant et de puissance de la ligne. Cela causerait à son tour une nouvelle augmentation en température du filament réduisant sa résistance, ce qui finalement provoquerait sa destruction.

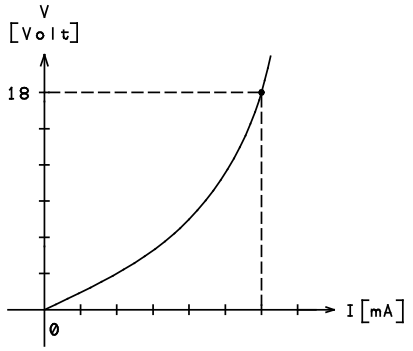


FIG.7 - V/I PATTERN FOR THE INCANDESCENT LAMP

E1C1F7

1.5 – Résistance différentielle

De l'expérience du paragraphe précédent nous avoir vu un cas de résistance non linéaire et nous avoir enregistré pour elle une Caractéristique V/I rassemblant à celle de la Fig.7, reprise ci-dessous.

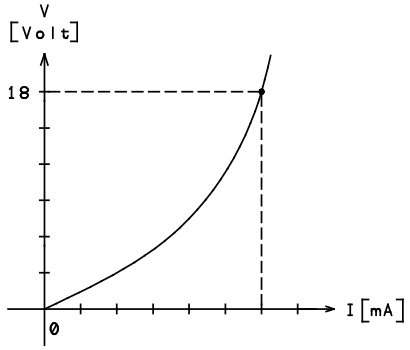


FIG.7 – V/I PATTERN FOR THE INCANDESCENT LAMP

E1C1F7

Puisque la caractéristique n'est pas linéaire, on peut dire que la résistance du dispositif change de façon continue à chaque point de la caractéristique, c'est à dire:

R=R (V)

Nous devons pourtant raffiner légèrement notre définition précédente de résistance comme un rapport de V/I, dans l'une des deux façons suivantes:

– Supposer que la lampe soit alimentée à une certaine tension, par exemple 10V. Dans ces conditions la lampe absorbe, disons, 50mA. La lampe apparaît comme une résistance de 10/50=200Ω, à ce point seulement.
  Si nous dessinons la caractéristique V/I pour une résistance de 200Ω dans le même graphique de la Fig.7, sur verra que les deux caractéristiques se croisent au point de coordonnées 10V, 50mA (voir Fig.8A).

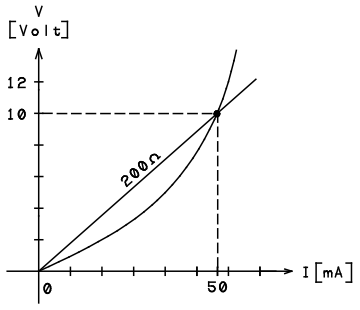


FIG.8A – DC-EQUIVALENT RESISTANCE AT 10V OPERATION

E1C1F8A

Supposer que la lampe soit alimentée à 10V et absorbe 50mA. Nous changeons la tension d'alimentation à 11V et nous mesurons un nouveau courant de, par exemple, 58mA. (voir la Fig.8B).

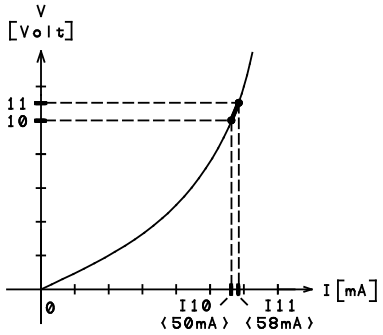


FIG.8B - DEFINITION OF DIFFERENTIAL RESISTANCE AT 10V

E1C1F8B

On définit RESISTANCE DIFFERENTIELLE de la lampe à 10V le rapport:

$$(R_{DIFF})_{10V} = \left(\frac{\Delta V}{\Delta I}\right)_{10V} = \frac{11\text{-}10}{58\text{-}50} = \frac{1}{8} = 125\Omega$$

Calculer comme exercice la résistance différentielle de votre lampe à 2, 4, 6, 8, 10V.
La définition de résistance différentielle peut apparaître peu maniable et pas très utile à ce point du cours, toutefois le concept réapparaîtra souvent quand on traite de signaux dans les circuits électroniques. Pour le moment il suffit que l'étudiant prenne possession de l'idée et comprenne le principe.

1.6 – La caractéristique de la diode

La diode est un dispositif à deux bornes dont la caractéristique essentielle est de conduire dans une direction seulement. Plus précisément la caractéristique typique d'une diode apparaît comme dans la Fig.9.

Les aspects principaux de cette caractéristique sont les suivants:

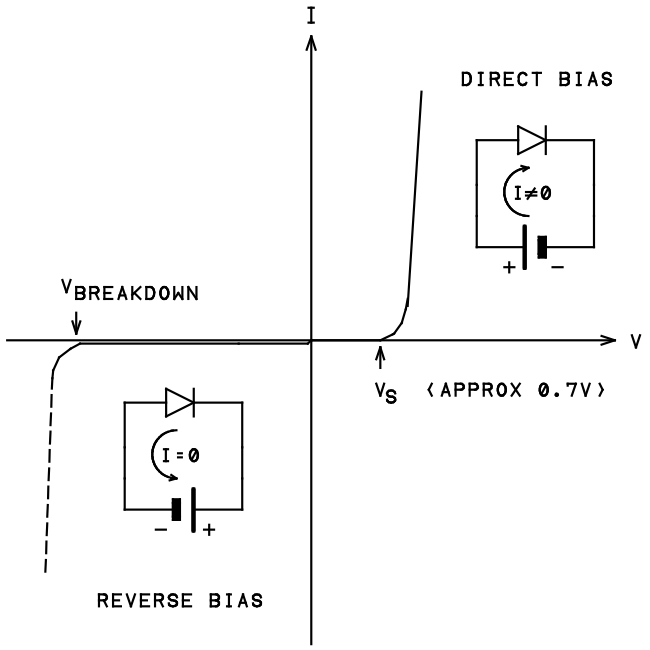


FIG.9 - TYPICAL DIODE CHARACTERISTIC

E1C1F9

– Une tension de seuil dans la zone de conduction directe (1er quadrant de la Fig.9). Le seuil est typiquement 0.6 à 0.7V pour diodes au Silicium et 0.1 à 0.2V pour diodes au Germanium.

– Une caractéristique de conduction très raide, c'est-à-dire une basse résistance différentielle dans cette zone.

– Une caractéristique inverse pratiquement plate, jusqu'à un point où la destruction du dispositif peut se produire. La tension inverse de claquage peut varier pour différents types de diodes de très peu de dizaines de volts à plusieurs milliers de volts.
  Le claquage inverse est destructif pour les diodes, à l'exception d'un type particulier de diodes (Zener), qu'on étudiera plus tard.

– Une conduction modérée dans la région inverse, parfois appelée Courant de Fuite, qui est pratiquement indépendante de la tension inverse appliquée. Le Courant de Fuite est si faible qu'on le peut pratiquement négliger pour la plupart des applications.

L'exercice proposé consiste à enregistrer point par point la caractéristique d'une diode en utilisant le circuit de la Fig.10.

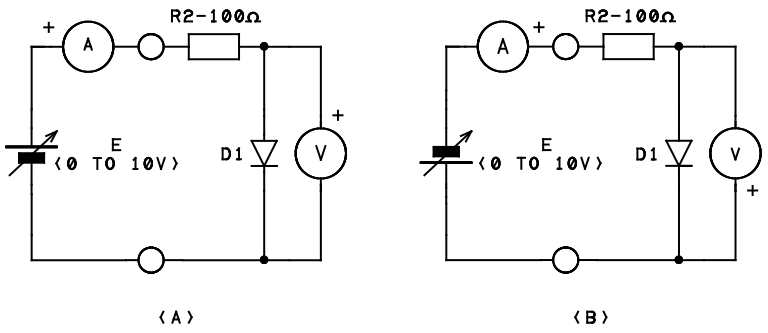


FIG.10 - CIRCUIT TO RECORD THE DIRECT (A) AND REVERSE (B) DIODE CHARACTERISTIC

E1C1F10

Le tension d'entrée doit être réglée pat étapes de 0 à +10V pour explorer la zone de conduction directe et de 0 à -10V pour explorer la zone de conduction inverse.

Les résultats devraient être tracés dans un graphique dont l'aspect devrait être comme en Fig.9.

1.10 – La caractéristique de la diode Zener

La Diode Zener est une diode fabriquée pour avoir un claquage inverse non destructif. La caractéristique de ce dispositif rassemble à celle de la Fig.12, où la tension inverse de claquage peut varier, selon le type de diode, de peu de volts à plusieurs dizaines. La Diode Zener de l'unité didactique a une tension de claquage inverse nominale de 3.6V.

L'exercice proposé consiste à enregistrer point par point la caractéristique du dispositif avec la même configuration utilisée pour l'enregistrement de la caractéristique de la diode non Zener. Ici toutefois la valeur de la résistance série de limitation de courant est portée à 1kΩ pour un fonctionnement sûr de la Diode Zener dans la région inverse.
Le courant de claquage inverse pour ce dispositif ne devrait en effet pas dépasser un maximum d'environ 50mA en tout cas.

Les Figures 10 et 11 montrent la configuration de test et la Fig.12 les résultats attendus.

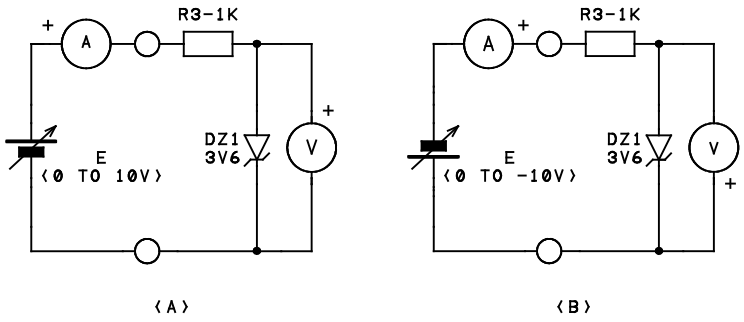


FIG.11 - CIRCUIT TO RECORD THE DIRECT (A) AND REVERSE (B) DIODE CHARACTERISTIC

E1C1F11

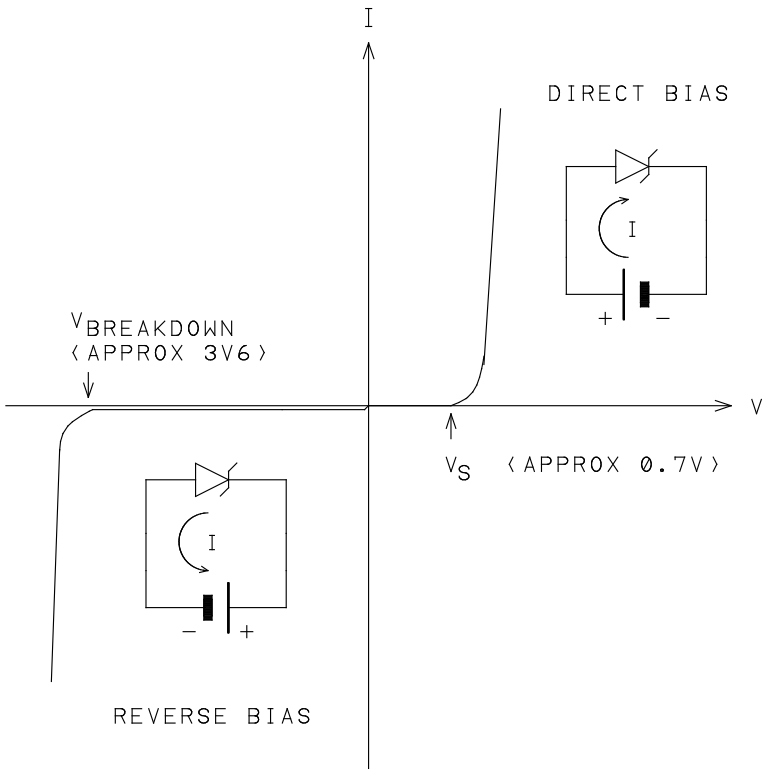


FIG.12 - TYPICAL DIODE CHARACTERISTIC

E1C1F12

2 – RESISTANCES EN SERIE ET EN PARALLELE

Quand deux ou plus résistances sont connectées en série (Fig.1A) elles portent le même courant.

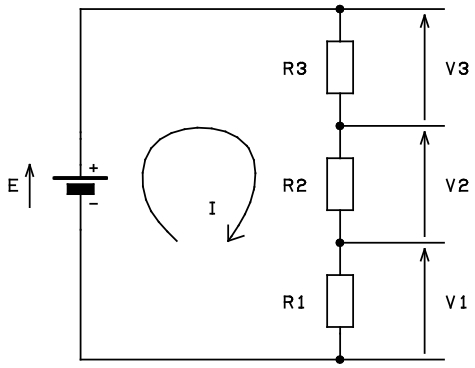


FIG.1A - RESISTORS IN SERIES

E1C2F1A

La chute de tension aux bornes de chaque résistance est égale au courant multiplié par la valeur de la résistance de chaque résistance, et la tension totale est:

$$V = V1 + V2 + V3 = I \cdot R1 + I \cdot R2 + I \cdot R3 = I \cdot (R1 + R2 + R3)$$

La résistance équivalente à la série des trois est pourtant:

$$R = R1 + R2 + R3$$

Quand deux ou plus résistances sont connectées en parallèle (Fig.1B), elles sont alimentées par la même tension.

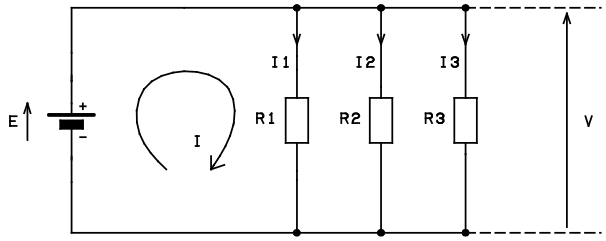


FIG.1B - RESISTORS IN PARALLEL

E1C2F1B

Le courant total est la somme du courant porté par chacune d'elles, c'est à dire:

$$I = \frac{V}{R1} + \frac{V}{R2} + \frac{V}{R3} \ldots.$$

La résistance équivalente est pourtant:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} \ldots.}$$

La Figure 1A montre que la tension totale V se divise sur les résistances en séries en proportion directe aux respectives résistances. Il s'agit d'un **Diviseur de tension**.

La Figure 1B montre que le courant I se divise en chaque résistance en parallèle en proportion inverse de chacune résistance. Il s'agit d'un **Diviseur de courant**.

L'exercice consiste à mesurer tensions et courants en exemples de circuit série et parallèle et ensuite à calculer la résistance équivalente.

2.1 – Circuit série

– Préparer l'appareil comme montré dans la Fig.2.

  Utiliser R1, R2 et R3 de l'unité didactique, qui sont des résistances de respectivement 10, 100 et 1000Ω. Régler la tension à 15V.

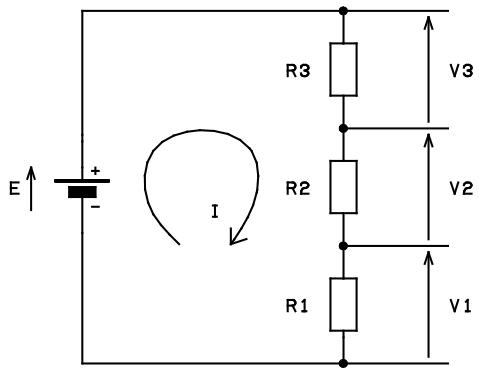


FIG.2 - RESISTORS IN SERIES

E1C2F2

– Mesurer le courant circulant dans la série des 3 résistances (13.5mA).

– Mesurer la tension aux bornes de chacune des 3 résistances. Vérifier que V1+V2+V3=15V.

– La série des 3 résistances est donc équivalente à une résistance qui absorbe 13.5mA quand elle est soumise à une tension de 15V à ses bornes. Sa résistance est pourtant:

$$R_{eq} = \frac{15V}{13.5mA} = 1110\Omega$$

  Cette valeur est égale à la somme des valeurs des 3 résistances:

  R=R1+R2+R3
  R=10+100+1K=1.11KΩ

  Cela prouve que la résistance équivalente des résistances en séries est égale à la somme des résistances.

2.2 – Circuit parallèle

Préparer l'appareil comme le montre la Fig.3.

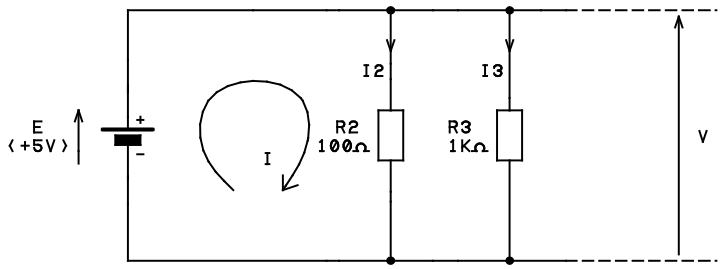


FIG.3 - RESISTORS IN PARALLEL

E1C2F3

Régler la tension à 5V. L'utilisation d'une tension plus faible que le cas précédent est pour éviter un excès de courant dans les résistances en parallèle.

– Mesurer le courant circulant dans chaque résistance en débranchant temporairement le cordon et en insérant l'ampèremètre en série.

– Mesurer le courant total tiré de l'alimentation. Vérifier que:

$$I_{tot} = I2 + I3$$

$$R_{eq} = \frac{5V}{I_{tot}} = \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3}$$

2.3 – Diviseur de tension

- La Fig.4 montre un Diviseur de tension qui peut être mis en place avec les composants de l'unité didactique.
- Calculer la tension attendue V_0 en fonction de la tension d'entrée V_i et les valeurs des composants.

  R8=4.7kΩ; R3=1kΩ; R4=10kΩ.

$$V_0 = \frac{R4}{R8 + R3 + R4} \cdot I$$

- Vérifier votre résultat par des mesures réelles sur le circuit. Appliquer pour Vi une tension de +15V.

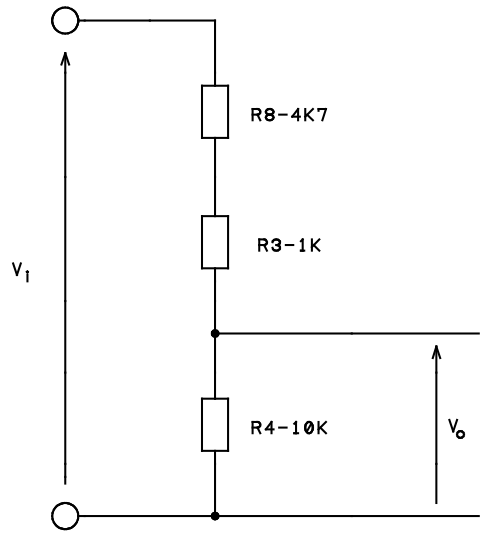


FIG.4 - THE VOLTAGE DIVIDER

E1C2F4

2.4 – Diviseur de tension chargé

– Avec la même configuration que dans le cas précédent (Fig.4) mettre V_i=15V et mesurer V_0.

– Connecter une résistance de 47KΩ comme charge pour le Diviseur de Tension (Fig.5). La tension de sortie est changée. Mesure et enregistrer la nouvelle valeur.

– Expliquer par calcul que la nouvelle valeur de la sortie est correcte. Utiliser la Fig.5 pour vous aider. Calculer d'abord la résistance équivalente de R4 et R9 en parallèle, puis l'équivalent de la série de R8, R3, R9//R4.

– Calculer le courant dans la série, puis la tension aux bornes de R9//R4. Vérifier que cette valeur calculée coïncide avec la valeur que vous avez mesurée pour le diviseur chargé.

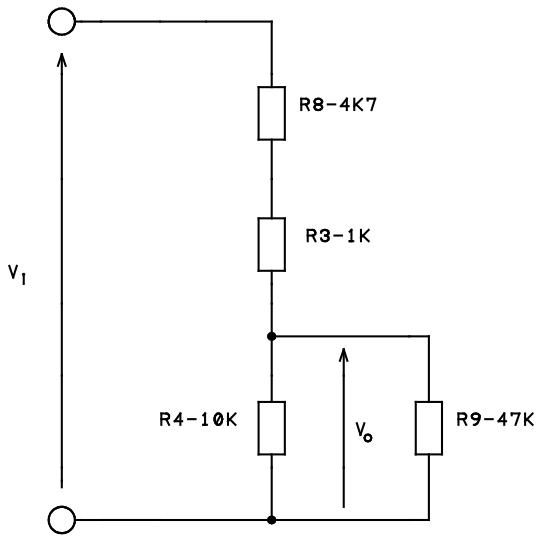


FIG.5 - THE VOLTAGE DIVIDER IN LOADED CONDITIONS

E1C2F5

2.5 – Le potentiomètre

Le potentiomètre est une résistance avec une prise intermédiaire coulissante (Fig.6A).

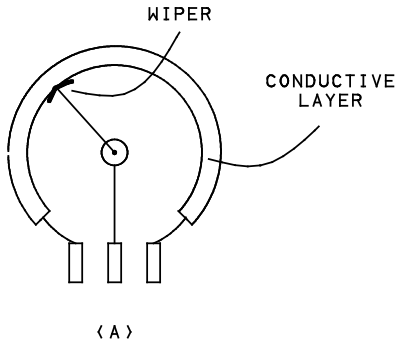


FIG.6A

E1C2F6A

La prise intermédiaire (Curseur) peut être déplacée d'un bout de la résistance à l'autre et pourtant peut mettre en œuvre un diviseur de tension réglable, dans lequel les deux résistances sont faites varier en même temps.
Il y a des potentiomètres construits en différentes formes (type à rotation et type coulissant linéaire), avec différentes techniques (à fil bobiné, à couche conductrice sur un substrat isolant, etc.) et avec différentes lois de résistance en fonction de la position: linéaire, logarithmique, etc.

Le potentiomètre nous allons étudier est d'un type rotatif et linéaire.
Sa puissance nominale est 0.25W et sa résistance de bout en bout est de 10kΩ.

– Mettre en place l'équipement comme indiqué dans la Fig.6B.

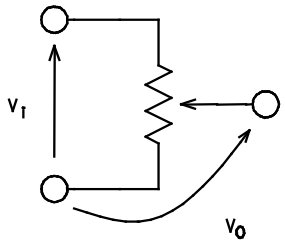


FIG.6B

E1C2F6B

– Régler l'alimentation V_i pour 10V.

– En enregistrant l'indication du cadran, placer le potentiomètre en position intermédiaire de 0, 10, 20, 30....100%, puis mesurer pour chaque réglage la tension de sortie V_0.

– Vérifier la relation linéaire entre les angles et les tensions.

La Figure 7 montre une autre méthode d'utilisation du potentiomètre: comme une RESISTANCE VARIABLE.

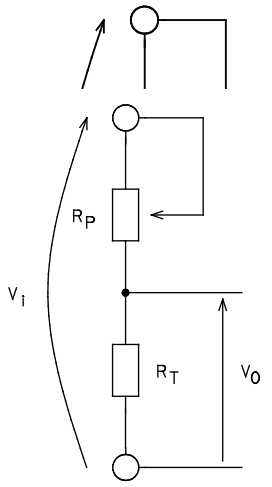


FIG.7 – USE OF THE POTENTIOMETER AS A VARIABLE RESISTOR

Quand on utilise les potentiomètres de cette manière, noter que le courant augmente jusqu'à un maximum quand le curseur du potentiomètre est réglé pour un minimum de résistance, (c'est à dire vers l'extrémité inférieure du potentiomètre dans la Fig.7).
Le courant ne doit pas dépasser la valeur maximale pour le potentiomètre. Calculer cette valeur maximum comme suit:

– Puissance nominale du potentiomètre: 0.25W

– Valeur de la résistance: 10kΩ

– $P = 0.25W = R.I^2$; puis $I_{max} = \approx 5mA$

$$P = 0.25W = \frac{V^2}{R} = \frac{V^2}{10K\Omega}; \quad \text{then } Vmax = \approx 50V$$

– Avec la configuration de la Fig.7 le courant maximal en R_T est V_i/R_T. Cette valeur doit être inférieure à 5mA pour éviter de détruire le potentiomètre.

– Régler le générateur pour 10V et utiliser comme RT la résistance R4=10kΩ. Mesure et enregistrer la tension de sortie en fonction de l'angle.

2.6 – Pont de mesure de Wheatstone

L'unité didactique comprend les équipements pour expérimenter les propriétés du Pont de Wheatstone.

La Figure 8 représente le Pont.

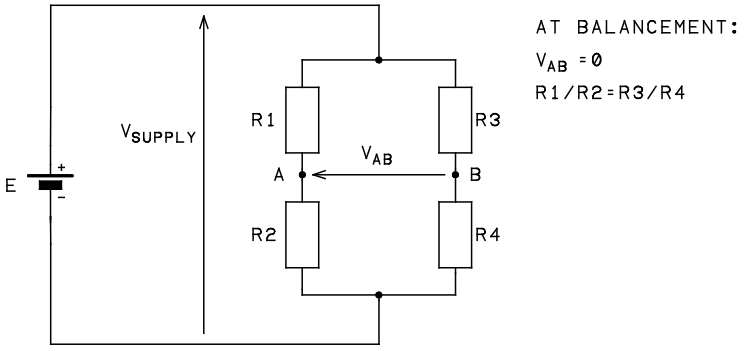


FIG.8 - THE WHEATSTONE BRIDGE

E1C2F8

Le pont est dit EQUILIBRE quand $V_A = V_B$, c'est à dire:

$$V_A = \frac{V \cdot R2}{R1 + R2} = V_B = \frac{V \cdot R4}{R3 + R4}$$

D'ici, avec un peu de passages mathématiques nous obtenons la condition pour l'équilibre du pont:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{R3}{R4}$$

L'équation nous montre ce qui suit:

- La condition d'équilibre (V_{A-B}=0) une fois établie, se maintient quelle que soit la tension d'alimentation. Changements, dérives, erreurs dans la tension d'alimentation n'affecteront pas les résultats et les mesures effectués sur un pont équilibré.

- Si l'une des 4 résistances du pont équilibré est inconnue, elle peut être calculée connaissant la valeur de l'une des autres et le rapport des deux autres.

Grâce aux deux propriétés qu'on vient d'exprimer, le Pont de Wheatstone, dans une infinie variété de formes, est probablement l'un des circuits plus utilisés en électronique.

Dans cette expérience nous examinerons ces propriétés en pratique.

– Préparer un circuit d'essai comme le montre la Fig.9.

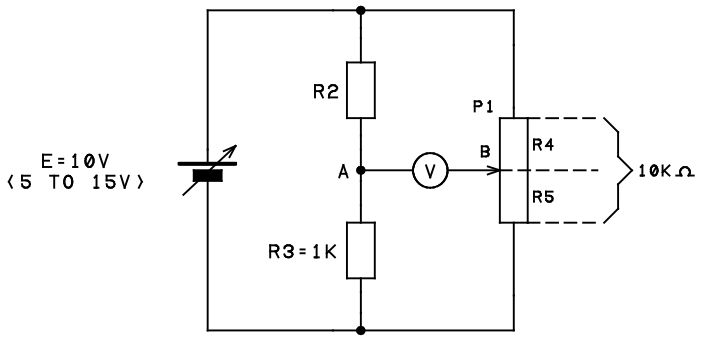


FIG.9 - MEASUREMENT OF R2

E1C2F9

On utilise ici les Résistances R2=100Ω, R3=1kΩ et le potentiomètre P1=10kΩ.

– Régler l'alimentation variable pour une valeur initiale de 10V. Connecter un voltmètre aux bornes A et B du pont.

– Régler P1 pour équilibrer le pont, c'est à dire jusqu'à une lecture zéro V sur le Voltmètre. Noter que quand le zéro est dépassé, le Voltmètre tend à donner une indication négative.

– Une fois le pont est équilibré, déplacer la poignée de l'alimentation réglable jusqu'à 5V et jusqu'à 15V, et voir que l'équilibre est maintenu quelle que soit la tension d'alimentation.

– Supposons que R2 est inconnu. P1 est un potentiomètre linéaire avec une échelle graduée à 0 en position complètement antihoraire et 10 en position complètement horaire.

  Si R4 est la lecture de l'échelle à équilibre, R5=10-R4 est la course restante du potentiomètre.
  La résistance inconnue sera calculée comme:

$$R2 = \frac{R4}{R5} \cdot R3 = \frac{R4}{10 - R4} \cdot R3$$

Comparez votre résultat à la valeur nominale de R2 (100Ω).

– Echanger les positions de R2 et R3 dans le pont et répéter les calculs.
Quel est le nouveau résultat?

– Remplacer R2 avec une autre résistance de l'unité didactique et répéter le mesure comme ci-dessus.

2.7 – Lois de Kirchhoff

Considérons le circuit de la Fig. 10. Nous allons utiliser cette organisation pour vérifier en pratique les lois de Kirchhoff et pour apprendre à les utiliser pour les calculs sur les réseaux électriques.

1ère Loi de Kirchhoff

Les points A et B dans la Fig. 10 s'appellent NŒUDS. En chaque nœud du réseau la somme algébrique des courants de toutes les branches est égale à zéro.

Pour le nœud A: $I_{A1}+I_{A2}+I_{A3} = 0$
Pour le nœud B: $I_{B1}+I_{B2}+I_{B3} = 0$

L'expérience est réalisée en insérant un Ampèremètre à son tour dans chacune des branches du réseau concerné et en mesurant les courants.
Chaque courant doit avoir un signe: nous supposer un signe + pour les courants entrant dans un nœud et un signe – pour les courants sortant du nœud.

Pour le nœud A vos mesures devraient être les suivantes:

$I_{A1} = 1.07mA$; $I_{A2} = -0.19mA$; $I_{A3} = -0.88mA$

Ainsi que: 1.07-0.19-0.88 = 0

Répéter pour le nœud B.

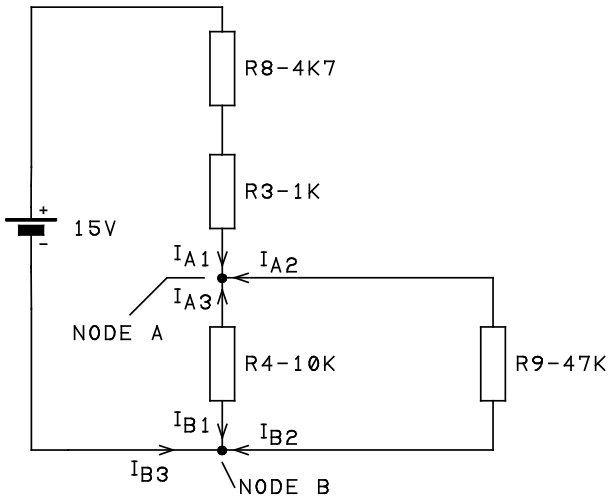


FIG.10 - SETUP TO STUDY THE 1st KIRCHHOFF LAW

E1C2F10

2nde Loi de Kirchhoff

Voir la Fig. 11. Dans ce réseau électrique nous pouvons identifier 3 boucles (ou mailles), indiquées comme A, B, C.
Le 2nde Loi de Kirchhoff établit qu'en chaque boucle du réseau, la somme algébrique de toutes les tensions à travers les branches de la boucle est zéro.

Pour la boucle A: $V_A+V_B+V_C+V_D = 0$.

L'expérience consiste à mesurer V_A.... V_D avec un Voltmètre et vérifier que leur somme est égale à zéro.
On doit donner un signe à chaque tension: un "+" si la pointe de la flèche représentant la tension dans la Fig. 11 est plus positive que l'autre extrémité de la flèche. Un "-" dans l'autre cas.

Pour la boucle A nous mesurons:
$V_A = +15V$; $V_B = -5,057$; $V_C = -1,076V$; $V_D = -8,867$

Ainsi que +15-5.057-1.076-8.867 = 0.

Répéter pour les boucles B et C.

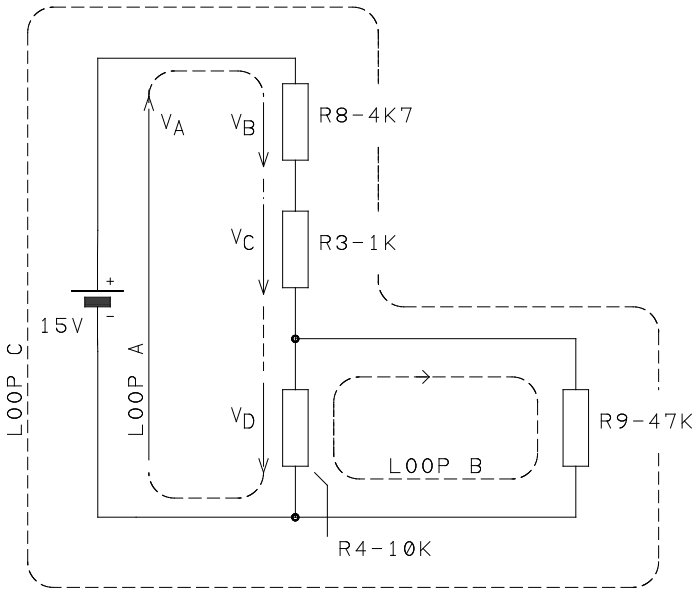


FIG.11 - CIRCUIT TO STUDY THE 2nd KIRCHHOFF LAW

E1C2F11

2.8 – Théorèmes de Thévenin et de Norton

Le sens et les possibilités offerts par ces théorèmes dans l'analyse des circuits seront explorés à l'aide d'un exemple de problème.
Considérons la Fig. 12 qui représente un circuit électrique. Supposons d'être intéressés à prédire les tensions et les courants en R2 pour beaucoup de valeurs différentes de cette résistance de charge.

Nous pourrions résoudre le problème avec l'analyse ordinaire des circuits (Lois de Kirchhoff) par chaque valeur de R9 ou utiliser une méthode plus efficace, comme suit.

Le trait en pointillé dans la Fig. 12 entoure les parties du circuit qui restent inchangées quand R9 prend des valeurs différentes.
R9 semble reliée au réseau renfermé dans la ligne en pointillé à travers les bornes A et B.

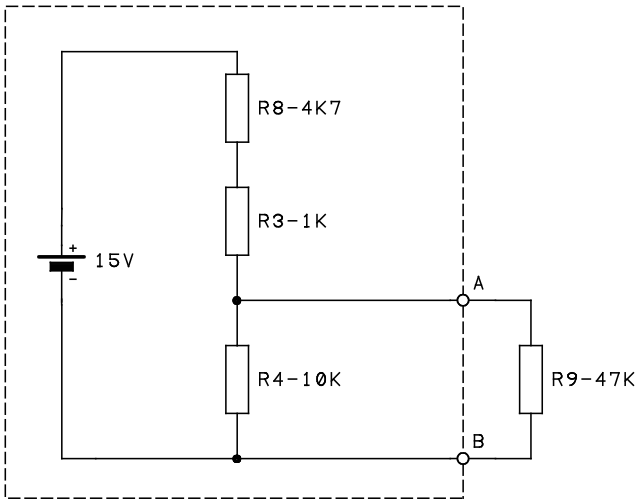


FIG.12 - SAMPLE NETWORK TO STUDY
THEVENIN AND NORTON THEOREMS

E1C2F12

Le Théorème de Thévenin

Le Théorème de Thévenin établit que sous certaines conditions (voir votre manuel de théorie) le réseau renfermé dans la ligne en pointillé de la Fig. 12 équivaut à un générateur idéal de tension VAB0 en série avec une résistance interne RI. Voir la Fig. 13.

V_{AB0} est la tension entre A et B quand aucune charge n'est appliquée.
R_I peut être facilement calculé par le rapport de V_{AB0} au courant de court-circuit entre A et B.

Passons aux travaux pratiques:

- débrancher R9 et mesurer V_{AB} avec un Voltmètre en courant continu
- placer un Ampèremètre entre A et B et mesurer le courant de court-circuit.

NOTE: mettre des courts-circuits dans les circuits électriques est dans la plupart des cas une procédure très dangereuse. Les courants élevés généralement impliqués peuvent endommager les composants et même être dangereux pour les personnes.
Ici nous pouvons le faire puisque nous connaissons le contenu de notre boîte noire: le courant de court-circuit sera limité par la présence de R8 et R3 en série avec le générateur.
N'oubliez pas toutefois que ce n'est pas vrai dans tous les cas.

Revenant à notre travail:

$$R_I = \frac{V_{ABO}}{I_s}$$ où Is = courant de court-circuit

Les résultats de vos mesures et le calcul sera environ le suivant:

$V_{ABO} = 9.55V;\ I_s = 2.63mA$

$$R_I = \frac{9.55}{2.63} = 3.63K\Omega$$

Le réseau initial (Fig. 12) devient équivalent à celui de la Fig. 13, qui permet une simple prévision des tensions et des courants pour n'importe quelle valeur de R9.

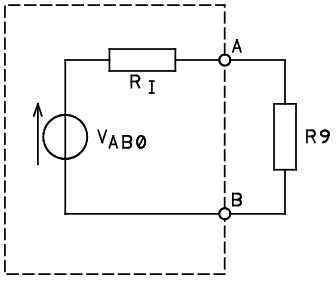


FIG.13 - EQUIVALENT CIRCUIT OF FIG. 12 AFTER THEVENIN

E1C2F13

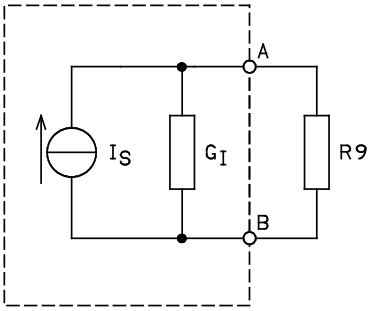


FIG.14 - EQUIVALENT CIRCUIT OF FIG.12 AFTER NORTON

E1C2F14

Supposons d'appliquer une charge R9=47KΩ. Par simple calcul nous avons:

$$V_{R9} = \frac{V_{ABO}}{R_i + R9}.R9 = 9.55V$$

$$I_{R9} = \frac{V_{R9}}{R9} = 0.18mA$$

Vérifier par des mesures que ces valeurs sont correctes.

Le Théorème de Norton

Le Théorème de Norton établit que sous certaines conditions (voir votre manuel de théorie) le réseau renfermé dans la ligne en pointillé de la Fig. 12 équivaut à un générateur idéal de courant I_S avec une conductance interne G_I en parallèle. Voir la Fig. 14.

I_S est le courant de court-circuit entre A et B.
G_I est le rapport du courant de court-circuit I_S à la tension à vide entre A et B.

Les deux I_S et V_{AB0} sont connus des mesures faites pour le cas précédent (Théorème de Thévenin). S'ils n'étaient pas connus, on pourrait les mesurer dans la même manière.

Comme fait pour le cas précédent, nous pouvons maintenant supposer de charger notre circuit équivalent avec une charge, par exemple R9=47kΩ.
Nous pouvons alors calculer la tension et le courant prévus sur la charge et enfin vérifier ces valeurs avec la mesure réelle.
Tout se déroule exactement comme pour le cas du théorème de Thévenin. En effet les deux théorèmes sont deux différentes formulations de la même idée de base sur la façon de produire des circuits équivalents de réseaux de n'importe quelle structure.

2.9 – Théorème de Millman

Dans le Théorème de Millman, le circuit est re-dessiné comme un réseau de branches en parallèle, chaque branche contenant une résistance ou une série de batterie et résistance. Le Théorème de Millman est applicable uniquement aux circuits qui peuvent être re-dessinés dans cette manière.
La Fig. 15 montre la forme générale de ce circuit.

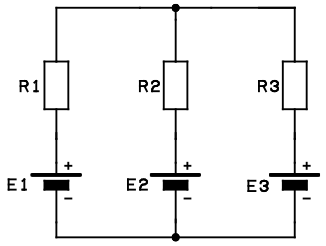


FIG.15 - GENERAL FORM OF A CIRCUIT WHERE TO APPLY THE MILLMAN'S THEOREM

E1C2F15

En considérant la tension d'alimentation dans chaque branche et la résistance dans chaque branche, le Théorème de Millman nous dira la tension aux bornes de toutes les branches.

$$\frac{\frac{E1}{R1}+\frac{E2}{R2}+\frac{E3}{R3}}{\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}+\frac{1}{R3}} = \text{Voltage across all branches}$$

Les polarités de toutes les tensions dans le Théorème de Millman sont référencés au même point. Dans le circuit exemple ci-dessus, le point de référence est le fil le plus bas du circuit parallèle, de sorte que les tensions entre chaque branche ont été insérées dans l'équation comme des nombres positifs. Le sens positif pour les courants est celui indiqué par des flèches dans la Fig. 16.

En application concrète du Théorème de Millman, considérons le circuit de la Fig. 16, qui peut être configuré avec les composants de l'unité didactique.

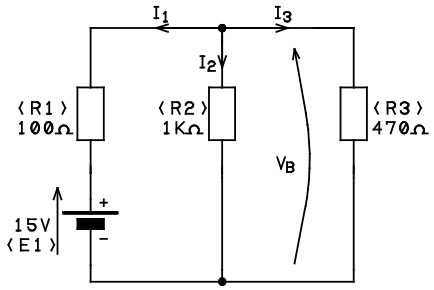


FIG.16

E1C2F16

Noter que dans la formule de Millman E_2 et E_3 sont de zéro Volt.
La tension aux bornes des branches, indiqué comme V_B dans la Fig.16, est:

$$V_B = \frac{\frac{E1}{R1}}{\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}+\frac{1}{R3}} = \frac{E1}{R1\cdot\frac{R2\cdot R3+R1\cdot R3+R1\cdot R2}{R1\cdot R2\cdot R3}} = \frac{E1\cdot R2\cdot R3}{R2\cdot R3+R1\cdot R3+R1\cdot R2}$$

$$V_B = \frac{E1\cdot 1000\cdot 470}{1000\cdot 470+100\cdot 470+100\cdot 1000} = \frac{E1\cdot 470000}{617000} = 11.42V$$

Les courants sont respectivement:

$$I1 = \frac{V_B - 15V}{100} = \frac{-3.58}{100} = -0.036A$$

$$I2 = \frac{V_B}{1000} = \frac{15}{1000} = 0.011A$$

$$I3 = \frac{V_B}{470} = \frac{15}{470} = 0.024A$$

Mettre en place le circuit de la Fig.16 et mesurer les courants et les tensions. Comparer les résultats avec les valeurs calculées.

2.10 – Théorème de la Superposition

La stratégie utilisée dans le Théorème de la Superposition est d'éliminer toutes les sources de puissance d'un réseau à l'exception d'une à la fois, en utilisant l'analyse série/parallèle pour déterminer les chutes de tension (et/ou les courants) dans le réseau modifié pour chaque source séparément. Puis, une les fois les chutes de tensions et/ou les courants ont été déterminés pour chaque source séparément, les valeurs sont toutes "superposées" (ajoutées algébriquement) pour trouver les chutes de tensions et les courants avec toutes les sources actives. Regardons un exemple de circuit (Fig. 17) et appliquons ici le Théorème de la Superposition.

Noter que ce circuit peut être mis en place avec les composants de l'unité didactique.

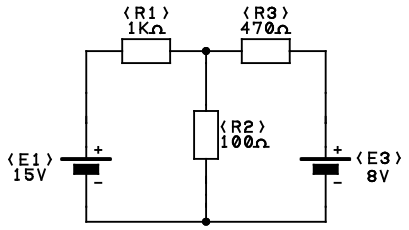


FIG.17 - SAMPLE CIRCUIT TO STUDY
THE SUPERPOSITION THEOREM

E1C2F17

Puisque nous avons deux sources de puissance dans ce circuit, nous devrons calculer deux séries de valeurs de chutes de tension et/ou de courants, pour les deux sources séparément ; voir la Fig.18.

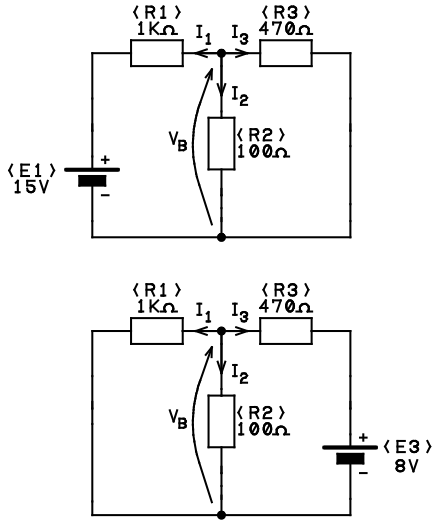


FIG.18 - RESULTING CIRCUITS SHORTING E1 AND E3

E1C2F18

Quand on redessine le circuit pour analyse série/parallèle avec une seule source, toutes les autre sources de tension sont remplacées par des fils (courts-circuits), et toutes les sources de courants avec des circuits ouverts (interruptions). Puisque nous avons seulement des sources de tension dans notre circuit exemple, nous allons remplacer chaque source inactive avec un fil.

En analysant le circuit avec seulement l'alimentation 15V d'abord et ensuite avec seulement l'alimentation 8V, nous obtenons les valeurs suivantes pour tension et courant:

	E1 Seulement	E2 Seulement
V_B	1.14V	1.30V
I1	-0.014A	0.001A
I2	0.013A	0.013A
I3	0.001A	-0.014A

Quand on superpose les courants et les tensions, du soin doit être utilisé pour considérer la direction et la polarité. Nous obtenons:

$V_B = 1.14 + 1.30 = 2.44V$
$I1 = -0.014 + 0.001 = -0.013A$
$I2 = 0.013 + 0.013 = 0.026A$
$I3 = 0.001 – 0.014 = -0.013A$

Comme exercice pratique configurons le circuit de la Fig. 18 en utilisant la source fixe de +15V source fixe et la source variable réglée pour +8V.
Mesure les courants et les tensions et comparer les résultats avec les valeurs calculées.

3 – MESURES EN COURANT CONTINU

3.1 – Instruments de mesure pour courants et tensions continus

L'instrument de mesure de base pour courant continu se compose d'une bobine de fil mince immergée dans un champ magnétique dont les lignes de flux ont une géométrie appropriée.
Quand un courant circule dans la bobine, une action mécanique est générée, tendant à maximiser le flux intercepté par la bobine.
La force mécanique est contrastée par un ressort et le mouvement de la bobine est une indication de l'intensité du courant.

L'instrument de base est construit dans une variété de formes mais son principe est toujours le même, et, le plus important pour notre étude maintenant, est que cet instrument est un MICROAMPEREMETRE.

Les instruments de type industriel sont normalement construits pour une déviation pleine échelle avec 10, 20, 50, 100μA.

3.2 – Le Voltmètre

Afin de transformer le microampèremètre de base en un Voltmètre, une résistance doit être ajoutée en série.

Avec cette expérience nous allons d'abord mesurer la résistance interne d'un voltmètre et ensuite apprendre comme étendre la gamme de mesure d'un voltmètre.

Se référer à la Fig.1A.

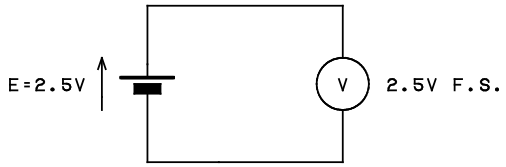


FIG.1A - CONNECTION OF THE VOLMETER

E1C3F1A

Ici le testeur portable de l'unité didactique est réglé pour mesure de tension continue, 2.5Vcc pleine échelle, et est connecté à la sortie variable de l'alimentation. Cette dernière est ajustée pour fournir une déviation pleine échelle de "250 unités".

Le voltmètre apparaît schématisé comme un microampèremètre, complètement dévié, plus une résistance en série, inconnue pour le moment. Voir la Fig.1B.

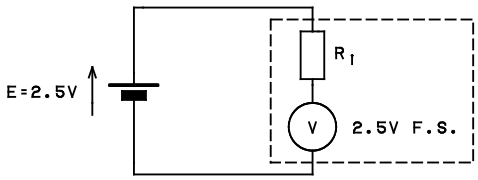


FIG.1B - EQUIVALENT CIRCUIT OF FIG.1A

E1C3F1B

Dans la Fig.2 ci-après, une résistance de 100kΩ est connectée en série avec le voltmètre et l'indication de l'instrument tombe des 250 "unités" d'origine à une valeur de K "unités".

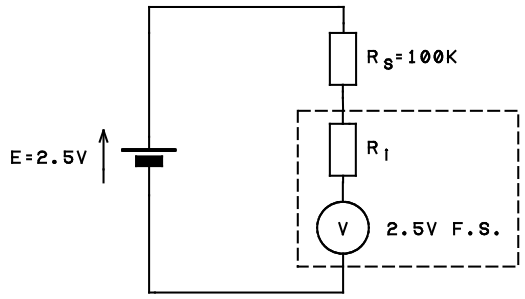


FIG.2 - MEASUREMENT OF R_i

E1C3F2

Nous pouvons écrire:

$$\frac{2.5V}{R_i} = 250 \text{ units}$$

$$\frac{2.5V}{R_i + R_s} = K \text{ units}$$

Et donc:

$$\frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{K}{250}$$

à partir de laquelle on calcule:

$$R_i = R_s \cdot \frac{1}{1 - \frac{K}{250}}$$

L'exercice suit donc les étapes suivantes:

– Régler le testeur pour 2.5Vcc pleine échelle et le placer à la sortie de l'alimentation variable.

– Régler cette dernière pour une déviation pleine échelle.

– Ajouter une résistance de 100k en série (disponible sur l'unité didactique).

– Lire la nouvelle indication (K “unités”).

– Insérer ces valeurs, 100kΩ pour R_s et K pour K dans la formule de R_i.

Deuxième partie de l’exercice:

Calculer la valeur de la résistance qui doit être ajoutée en série à votre instrument 2.5Vcc pour étendre sa gamme à 15V pleine échelle.

3.3 – L'ampèremètre

Un ampèremètre est un instrument pour mesurer les courants. Il a déjà été expliqué dans d'autres parties de ce manuel que pour faire fonctionner l'ampèremètre, le courant de mesure doit circuler à travers lui.
L'Ampèremètre doit donc être placé en série avec le conducteur où le courant doit être mesuré.

Il a également été expliqué que tous les Ampèremètres sont en effet nés comme Microampèremètres. L'extension de la plage de mesure est obtenue en mettant des résistances de valeur correcte en parallèle avec le mètre, de façon que seulement une fraction du courant de mesure circule dans l'instrument.

Dans cet exercice nous allons appliquer le principe de dévier le courant sous mesure et d'étendre la gamme de mesure d'un ampèremètre.
Considérer la figure 3.

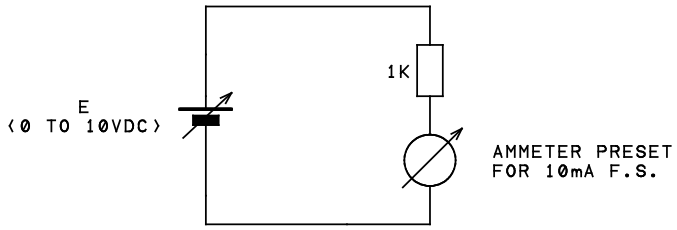


FIG.3 – CIRCUIT TO MEASURE R_i (STEP 1)

E1C3F3

Un testeur portable est préréglé pour la mesure de courant de 10mAcc. Nous supposer d'ignorer la résistance interne de l'instrument, R_i.

L'ampèremètre 10mA est placé en série avec une résistance de 1kΩ, dont la fonction est de limiter le courant maximum, et de protéger l'instrument.

La source de tension variable est réglée pour une pleine échelle de 10mA.

A ce point une résistance de 10Ω (disponible dans l'unité didactique) est connectée en parallèle à l'instrument (voir Fig.4).

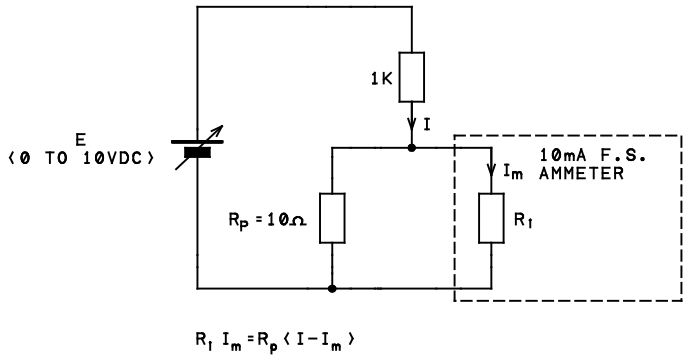


FIG.4 - CIRCUIT TO MEASURE R_I (STEP 2)

E1C3F4

L'indication de ce dernier tombe à K[mA].
En lisant K et par quelque calculs on obtient la résistance interne de notre ampèremètre10mA:

– Commençons par observer que la résistance de 10Ω ne fait pas changer pratiquement le courant fourni par la source de tension, qui est:

$$I = \frac{V_{supply}}{1k\Omega}$$

– Dans un cas (Fig.3) tout ce courant circule à travers l'ampèremètre. Dans le second cas (Fig.4) le courant se divise en proportions inverses aux résistances. Indiquer par I_m le courant dans l'ampèremètre:

$$R_i I_m = R_p \cdot (I - I_m)$$

I est connu (V_{supply}/1kΩ).
Im est lu sur l'instrument.
Rp est connu (10Ω).
Ri peut donc être facilement calculé.

Seconde partie de l'exercice:

Une fois connue R_i, nous pourrons calculer R_p pour chaque expansion de l'échelle de l'instrument en utilisant la dernière formule ci-dessus.

Calculer R_p comme exercice afin d'avoir une déviation pleine échelle (10mA) quand le courant est 500mA.

Utiliser la formule $R_i \cdot I_m = R_p(I-I_m)$ où R_i est connu de l'exercice précédent.
I_m est 10mA.
I est 500mA.

3.4 – Circuit équivalent d'un générateur

Un GENERATEUR DE TENSION est un dispositif idéal capable de maintenir une tension constante entre ses bornes, quel que soit le courant tiré de lui.

Un GENERATEUR DE COURANT est un dispositif idéal capable de maintenir constant le courant circulant à l'intérieur/extérieur de ses bornes quelle que soit la charge connectée.

Les deux dispositifs sont idéaux dans le sens qu'ils ne peuvent pas exister dans ce monde. Pouvez-vous imaginer un générateur idéal de tension délivrer un courant infini sur une charge de zéro ohm, ou un générateur idéal de courant à vide élever sa tension à une valeur infinie?
Dans la pratique les générateurs peuvent être fabriqués pour se comporter assez bien comme un type ou l'autre dans une certaine gamme de fonctionnement.

Dans la pratique toute source de puissance électrique peut être supposé, à des fins d'étude, composé d'un générateur idéal de tension avec une résistance en série ou un générateur idéal de courant avec une résistance en parallèle.

Le but de cet exercice est de s'exercer avec ces deux modes de schématiser les générateurs réels.
Considérer la Fig.5.

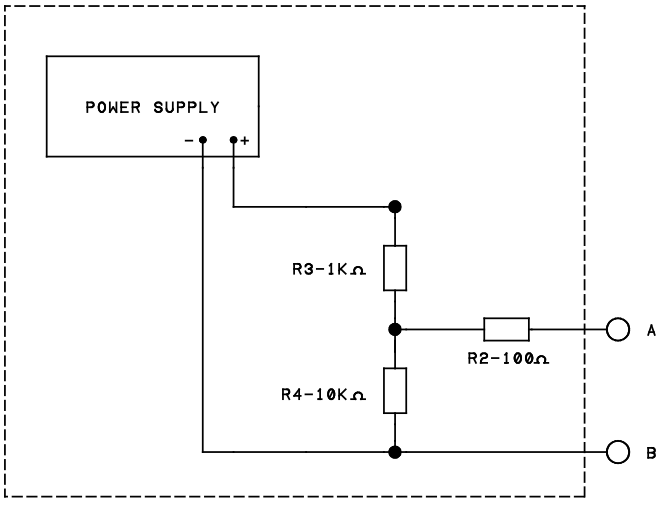


FIG.5 - CIRCUIT TO STUDY REAL GENERATORS

E1C3F5

Ne tenons pas compte pour le moment de tous les éléments renfermés dans la zone en pointillés. Nous pouvons supposer que A et B sont les bornes d'une source d'énergie électrique (générateur réel). Nous allons étudier cette source.

- Au début on mesure la tension entre A et B à vide.
- Deuxièmement nous mesurons le courant de court-circuit de la source, c'est à dire le courant circulant entre A et B en court-circuit.
  Note: ceci est **très dangereux** de faire dans un cas concret sauf quand nous sommes sûrs que des niveaux de faible puissance sont impliqués et quand nous sommes sûrs qu'aucun dommage ne se produira en court-circuitant les deux bornes.
- Nous traçons les deux valeurs dans un graphique comme celui de Fig.6, puis on tire une ligne entre les deux points. C'est la caractéristique de notre générateur réel.

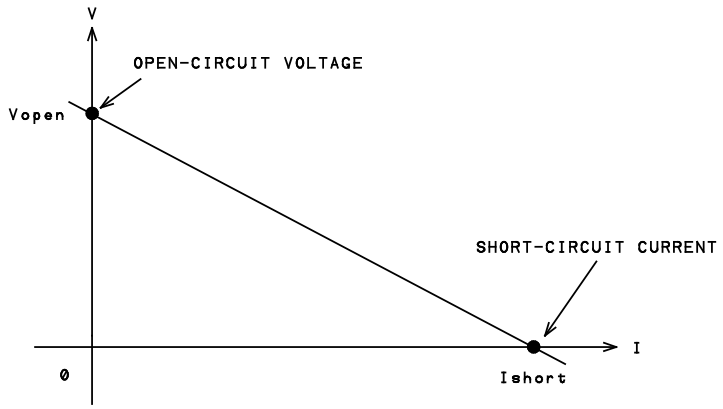


FIG.6 - CHARACTERISTIC OF THE EQUIVALENT GENERATOR

E1C3F6

- Une caractéristique de ce genre pourrait bien être donnée par les circuits de la Fig.7 et 8.
- Ces deux sont les circuits équivalents de notre source et nous pourrons utiliser ces deux schématisations dans tous les calculs concernant la solution du circuit.

Formattati: Elenchi puntati e numerati

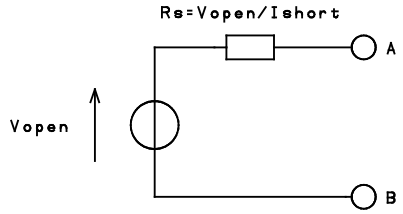


FIG.7 - EQUIVALENT VOLTAGE GENERATOR WITH SERIES RESISTANCE

E1C3F7

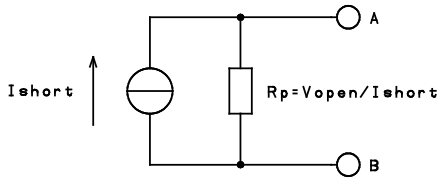


FIG.8 - EQUIVALENT CURRENT GENERATOR WITH PARALLEL RESISTANCE

E1C3F8

Procéder avec le travail pratique en mettant en place l'appareil comme dans la Fig.5, puis mesurer la tension en circuit ouvert et le courant de court-circuit.

Mettre ces valeurs dans un graphique comme celui de la Fig.6, puis calculer la résistance interne équivalente de la source par le rapport V_{open}/I_{short}.

Nous allons faire maintenant deux contrôles pour voir si nos modèles fonctionnent.

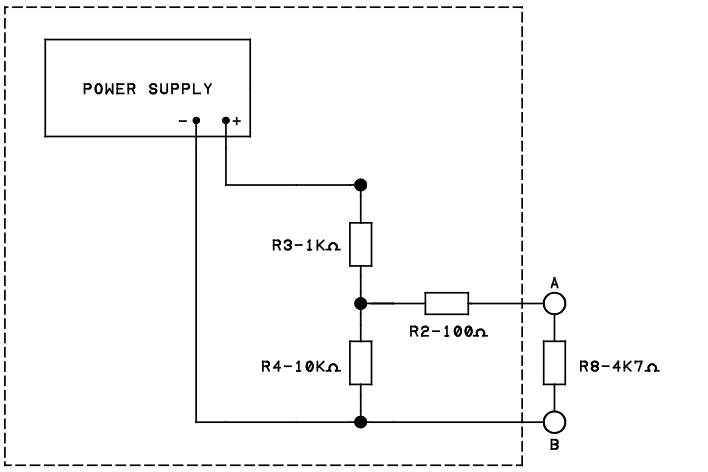


FIG.9 - CIRCUIT TO STUDY THE LOADED REAL GENERATOR

E1C3F9

1er contrôle:
Connecter une charge aux bornes A et B comme montré dans la Fig.9.

Mesurer la tension et le courant et vérifier qu'on obtiendrait les mêmes valeurs calculées sur les circuits des Figures 10 et 11.

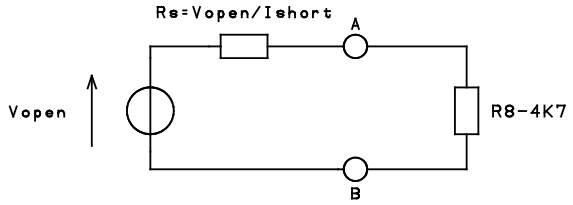


FIG.10 - EQUIVALENT VOLTAGE GENERATOR WITH SERIES RESISTANCE, LOADED

E1C3F10

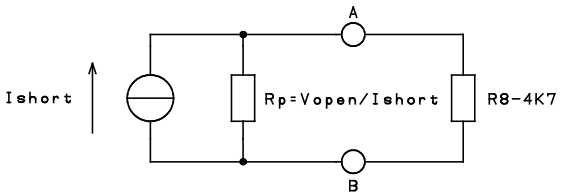


FIG.11 - EQUIVALENT CURRENT GENERATOR WITH PARALLEL RESISTANCE, LOADED

E1C3F11

Dessiner dans le graphique de la Fig.6 le point de fonctionnement du générateur chargé. Vérifier que ce point peut être obtenu en dessinant sur la même feuille la caractéristique du générateur et celle de la charge séparément (Fig.12).

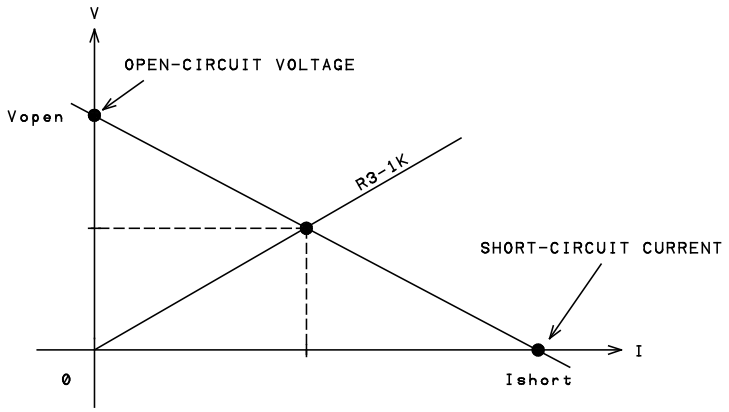


FIG.12 - GRAPHICAL SOLUTION OF THE GENERATOR/LOAD PROBLEM

E1C3F12

L'intersection est le seul point où le générateur et la charge ont la même tension et le même courant.

2nd contrôle:

Voir encore la Fig.5. Dans le cours de théorie nous avons appris que l'impédance interne de la source, comme on la voit de AB est:

$$R_s = R2 + \frac{R3 \cdot R4}{R3 + R4}$$

Faisons le calcul, puis voyons si le résultat est cohérent avec la valeur de R_s obtenue à partir de nos mesures précédentes.

3.5 – PUISSANCE EN COURANT CONTINU – TRANSFERT DE PUISSANCE

Le fait qu'un courant circule dans un circuit ou dans une partie de celui-ci implique l'existence d'un transfert d'énergie d'une partie du circuit à l'autre. Prenons le simple cas de la Fig.13.
Ici le générateur fournit énergie ou puissance à la charge R_L.
La quantité de puissance qui s'écoule du côté du générateur au côté de la charge à travers la section A-B est égale au produit de la tension entre A et B par courant qui circule dans le conducteur A ou dans le conducteur B.
Noter que la puissance délivrée par le générateur est égale à la puissance absorbée par la charge.

Dans le circuit de la Fig.13 mesurer V_{AB} et I et calculer la puissance absorbée par la résistance de charge.

Comme une nouvelle étape supposons de remplacer la charge fixe R_L=1K avec une charge variable. En pratique cela peut être fait en remplaçant R_L avec le potentiomètre de 10K disponible. Voir la Fig.14.
Pour chaque point de réglage du potentiomètre il y aura une valeur différente de la puissance transférée à la charge. Cette puissance peut être calculée comme suit:

$$V_{AB} = \frac{E}{R_s + R_L} \cdot R_L$$

$$I_{LOAD} = \frac{V_{AB}}{R_L}$$

$$P = V_{AB} \cdot I_{LOAD} = V_{AB} \cdot \frac{V_{AB}}{R_L} = \frac{V^2{}_{AB}}{R_L} = \frac{E^2 R_L}{(R_S + R_L)^2}$$

Il peut facilement être démontré mathématiquement que le maximum transfert de puissance du générateur à la charge se produit pour une valeur de la charge R_L=R_S. Dans ce cas le transfert de puissance devient:

$$P_{MAX} = \frac{E^2}{4R_L}$$

L'expérience consiste à mettre en place le circuit de la Fig. 14, où une résistance de 4K7 simule la résistance en série du générateur idéal E.
Pour les différent réglages de P (= différentes valeurs de R_L) mesurer le courant et la tension sur la charge et calculer la puissance dans la charge.
Tracer la courbe puissance dans la charge en fonction des valeurs de R_L, pour obtenir un graphique comme celui de la Fig.15.
Vérifier que le transfert de puissance maximum est pour R_L = 4K7.

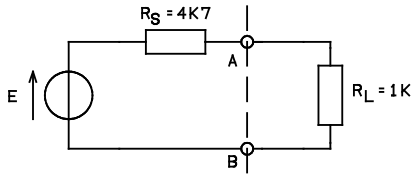


FIG.13 - FOR THE DEFINITION OF DC POWER TRANSFER

E1C3F13

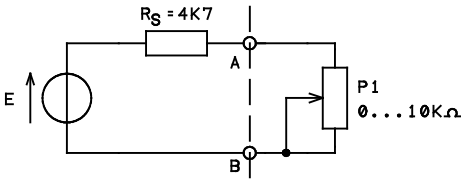


FIG.14 - CIRCUIT WITH A VARIABLE LOAD

E1C3F14

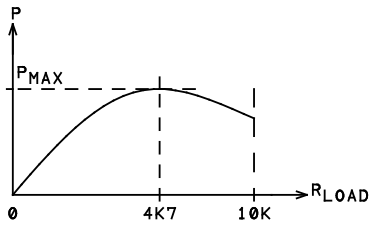


FIG.15 - PLOT OF POWER TRANSFERRED TO THE LOAD VERSUS LOAD RESISTANCE

E1C3F15

4 – CIRCUITS R, L, C EN COURANT CONTINU ET ALTERNATIF

Dans cette expérience nous étudions le comportement des composants résistifs, inductifs et capacitifs quand ils sont utilisés dans les circuits en courant alternatif. Les Figures 1, 2, 3 montrent trois circuits élémentaires, chacun comprenant un générateur et une charge résistive ou inductive ou capacitive. Les trois circuits à l'essai peuvent être mis en place en utilisant les composants de l'unité didactique.

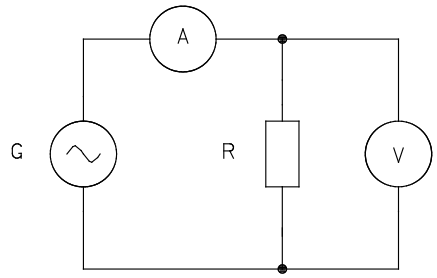


FIG. 1

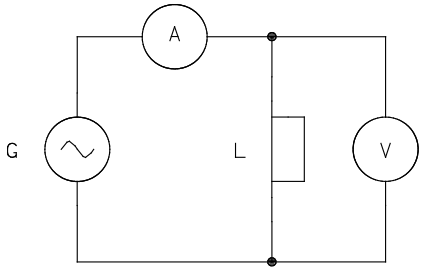


FIG. 2

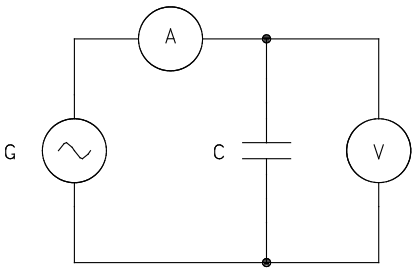


FIG. 3

La source de signal utilisée est un générateur sinusoïdal de basse fréquence, réglable dans la gamme d'au moins 20Hz - 100kHz et 0 à 10Vpp.

Pour chacune des configurations de test de la Fig.1, 2, 3 le générateur sera successivement réglé pour les fréquences suivantes:

50, 100, 200, 400, 800, 1600, 3200, 6400 Hz, 12.8KHz, 25.6KHz, 51.2KHz

L'amplitude sera maintenue à 10 Vcc, réajustée à chaque étape si nécessaire.

A chaque étape enregistrer le courant.

Enfin tracer les résultats dans des graphiques qui devraient rassembler à ceux des Fig.4, 5, 6. Utiliser pour l'axe horizontal (fréquence) une échelle logarithmique.

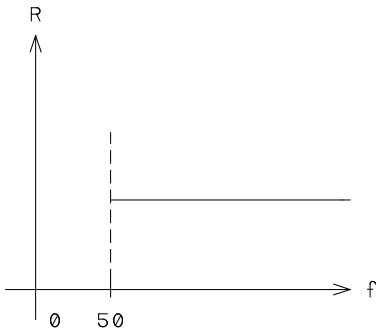


FIG.4

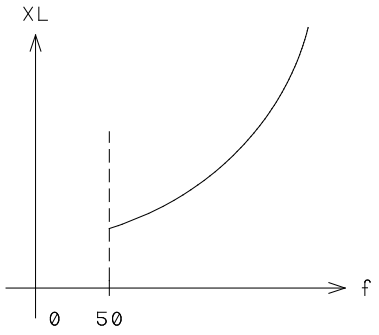


FIG.5

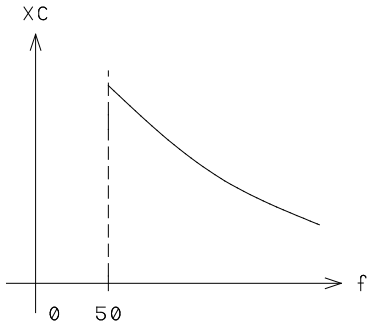


FIG.6

Calculer la capacité C et l'inductance L à 100Hz avec la formule suivante:

$$X_L = J\omega L; \quad X_C = \frac{1}{J\omega C}; \qquad \text{where } \omega = 2\pi f \quad \text{and } J = 1$$

Répéter l'opération pour, par exemple, 10KHz. Observer que tandis que les valeurs pour C calculées à 100Hz et 10KHz sont substantiellement similaires, les valeurs pour L montrent une plus grande différence. Cela est dû à la caractéristique dépendante de la fréquence des matériaux magnétiques.

4.1 – Réseaux R, L, C en courant alternatif

Les Figures 7, 9, 11, 13 montrent 4 exemples de réseaux élémentaires en courant alternatif que nous étudierons dans cette expérience. Ce sera fait en utilisant les composants fournis avec l'unité didactique. Pour l'inductance L on devrait utiliser la valeur obtenue de l'exercice du paragraphe précédent. Les valeurs de L pour différentes unités didactiques peuvent différer significativement à cause des grandes tolérances dans le processus de construction de ce composant.

Procéder comme suit:

Etape 1

Pour le circuit de la Fig.7 régler le générateur pour (par exemple) 1kHz et 10 Vcc.

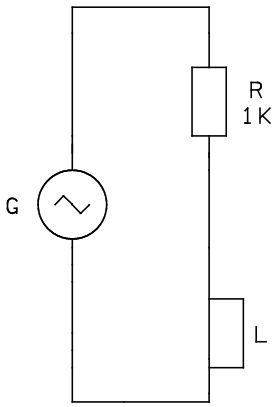


FIG.7

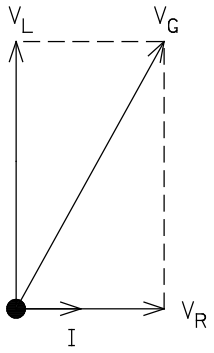


FIG.8

Mesurer V_R, V_L, V_G, puis dessiner un diagramme vectoriel comme celui de la Fig.8 et vérifier par le calcul que:

$$V_R^2 + V_L^2 = V_G^2$$

Mesurer par un Ampèremètre c.a. le courant dans la boucle, puis vérifier que $V_R = R.I$

Avec les résultats de l'exercice précédent, lire sur le graphique de la réactance inductive en fonction de la fréquence (Fig.5) la valeur de X_L à 1kHz, puis vérifier que:

$$V_L = I.X_L$$

Etape 2

– Répéter la procédure ci-dessus pour le circuit de la Fig.9, avec les différences évidentes.
Le diagramme vectoriel devrait apparaître comme celui qui illustré à la Fig.10.

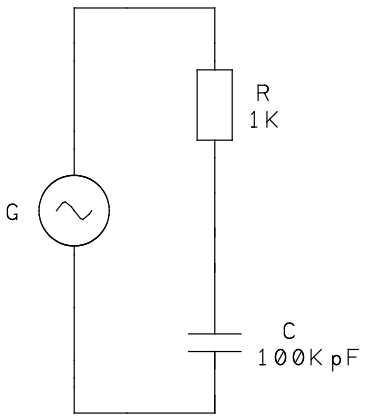


FIG.9

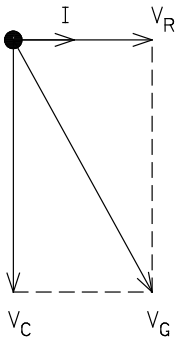


FIG.10

Etape 3

– Pour le circuit de la Fig.11 mesurer VR, VL, VC, puis construire le diagramme vectoriel (Fig.12) et vérifier que:

$(V_L\text{-}V_C)^2 + V_R^2 = V_G^2$

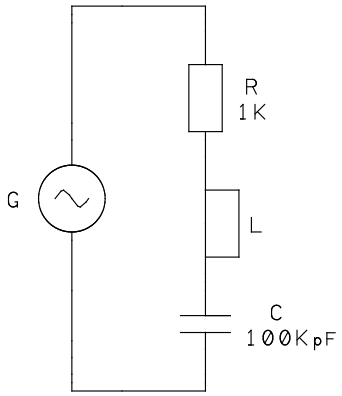


FIG.11

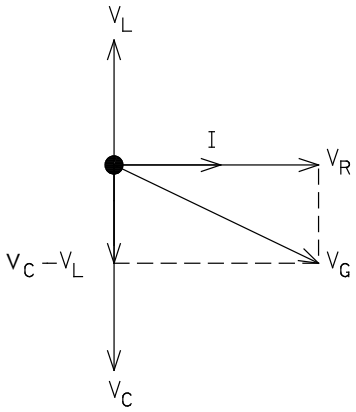


FIG.12

Mesurer par un Ampèremètre c.a. le courant de boucle et vérifier que:

$V_L = X_L.I$; $V_C = X_C.I$; $V_R = R.I$

Noter que X_L et X_C peuvent être obtenues des graphiques vous avez tracé dans l'exercice précédent (Fig.5 et 6).

Etape 4

– Pour le circuit de la Fig.13 mesurer le courant et la tension du générateur, puis le courant dans chacune des trois branches.

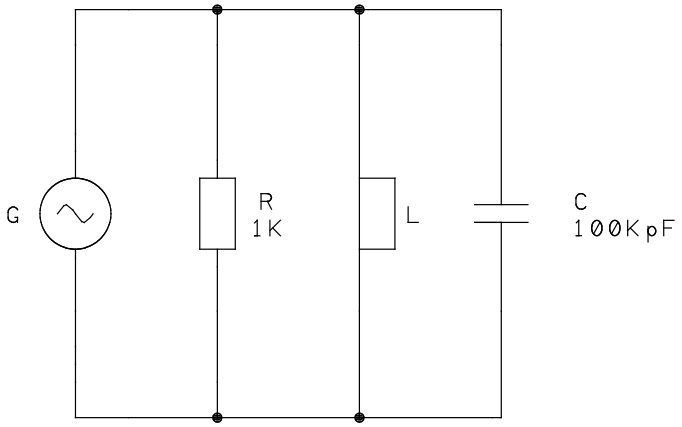


FIG. 13

– Construire le diagramme vectoriel qui devrait rassembler à celui de la Fig.14.

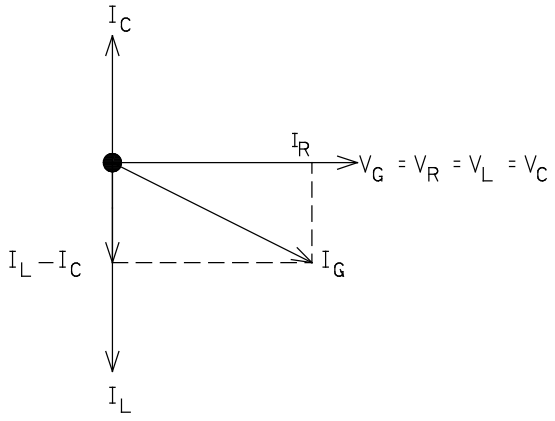


FIG. 14

Vérifier que toutes les valeurs sont cohérentes également avec les valeurs de X_L, X_C mesurées dans l'exercice précédent (figures 5 et 6).

4.2 – Puissance en courant alternatif

Note: l'exécution de l'expérience de ce paragraphe nécessite l'utilisation de l'inducteur L de l'unité didactique, dont la valeur d'inductance n'est pas déclarée à cause des grandes tolérances résultant du processus de construction de ce composant.

L'effective valeur de L pour l'unité didactique utilisé devrait être mesurée avec la procédure indiquée dans le premier exercice du chapitre 4.

Cas 1

La Fig. 15 représente un circuit élémentaire constitué d'une résistance connectée comme charge à un générateur c.a. Ce circuit peut être préparé en utilisant une sortie c.a. de l'alimentation de l'unité didactique. La tension nominale livrée est 12 ou 24Vca.
Utiliser comme résistance de charge, par exemple, R3=1kΩ.

Le générateur délivre une sinusoïde à la fréquence du réseau (50 ou 60Hz). Le voltmètre indique la tension efficace ou VALEUR MOYENNE QUADRATIQUE (RMS). Cette valeur est égale à la valeur de crête de la sinusoïde divisée par √2.

Il est habituel avec les circuits en courant alternatif d'exprimer les tensions et les courants dans leur valeurs efficaces. La charge R1 étant purement résistive, le courant dans la charge et la tension sont en phase, comme montré dans la Fig. 16. Toute la puissance délivrée par le générateur va dans la charge. Cette puissance est ACTIVE et est donnée par

P=V.I

Exercice: mesurer I et V et calculer la puissance active P.

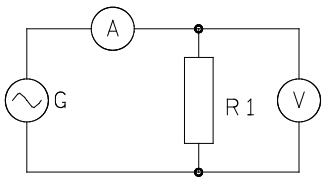


FIG.15 - CIRCUIT UNDER STUDY

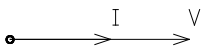


FIG.16 - VECTOR DIAGRAM

Cas 2

La Fig. 17 représente un autre circuit élémentaire. Utiliser comme G la source c.a. de l'alimentation (12 ou 24Vca).
Utiliser comme L l'inductance L1 intégrée dans l'unité didactique

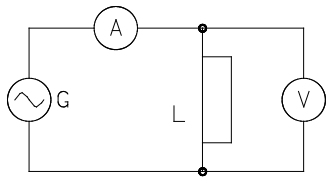


FIG.17 - CIRCUIT UNDER STUDY

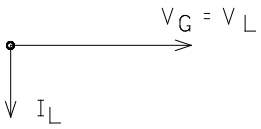


FIG.18 - VECTOR DIAGRAM

Observer que le circuit de la Fig. 17 ne contient pas des éléments résistifs et est donc idéalement sans perte. Le générateur ne délivre pas de puissance nette. Pendant un demi-cycle le générateur charge l'inductance, mais dans le suivant demi-cycle cette puissance est renvoyée de l'inductance au générateur.
La Figure 18 représente le diagramme vectoriel.
Le produit Q=V.I s'appelle Puissance Réactive et représente la puissance qui s'écoule en avant ou en arrière en chaque demi-cycle.

Exercice: mesurer V et I et calculer la puissance réactive.

Cas 3

La Figure 19 représente un autre circuit élémentaire et la Fig. 20 montre le relatif diagramme vectoriel. Ce cas est similaire au cas 2 sauf pour le fait que l'angle de phase entre courant est de 90° à l'avance, par opposition au cas 2 où le déphasage était de 90° en retard.
Mettre en place ce circuit en utilisant pour C le condensateur de 100KpF intégré dans l'unité didactique.

Exercice: mesure V, I et calculer la puissance réactive.

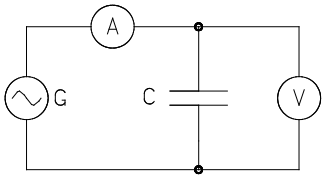


FIG.19 - CIRCUIT UNDER STUDY

FIG.20 - VECTOR DIAGRAM

Cas 4

La Figure 21 représente le circuit à l'étude et la Fig. 22 le diagramme vectoriel correspondant.

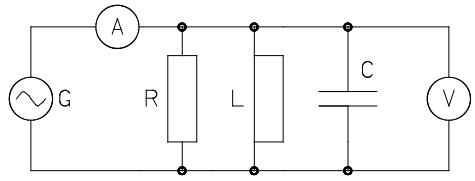


FIG.21 - CIRCUIT UNDER STUDY

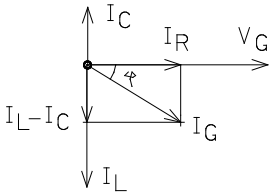


FIG.22 - VECTOR DIAGRAM

Mettre en place le circuit en utilisant:
R = 1KΩ
C = 100KpF
L = à mesurer

Dans ce circuit les courants réactifs se soustraient et le résultat est I_L-I_C montré avec 90° de retard sur V_G.
Le courant actif I_R et le courant réactif (I_L-I_C) donnent pour résultat le courant total I_G.

La puissance active fournie par la charge est:

$P=I_R.V_G$

La puissance réactive qui intéresse le générateur est:

$Q=(I_L-I_C).V_G$

(Il y a une ultérieure puissance réactive allant en avant et en arrière entre C à L sans intéresser le générateur, égale à $CI.V_G$).

Le Puissance Apparente concernant le générateur est:

$$P_A = I_G.V_G = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

Une fois défini l'angle de phase φ comme dans la Fig. 22, P et Q peuvent être écrites comme:

$P = P_A \cos\varphi$
$Q = P_A \sin\varphi = P \tan\varphi$

Dans le circuit à l'étude mesurer les courants et tensions, puis calculer P, Q, P_A.

4.3 – Réseaux CR et RC avec signaux sinusoïdaux

Les Figures 23 et 24 montrent les circuits à l'étude.

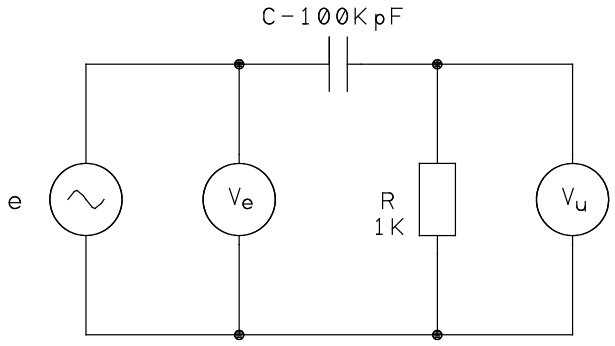


FIG. 23

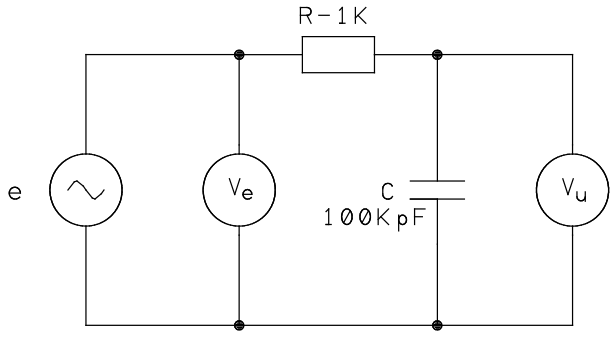


FIG. 24

Les deux circuits à étudier sont respectivement des cellules passe-haut et passe-bas.
L'exercice consiste maintenant à enregistrer la caractéristique d'amplitude des deux cellules dans la gamme de fréquence de 20Hz à 100kHz.
Tracer les résultats sur un graphique ayant pour l'axe des fréquences une échelle logarithmique et marquer les fréquences de coupure.

Afin de procéder, considérer les notes suivantes:

– Effectuer les mesures à fréquences opportunément situées entre la gamme 10Hz + 100kHz, par exemple:

  100, 200, 300, 400, 600, 800Hz, 1KHz, 2K, 3K, 4K, 6K, 8K, 10K, 20K, 30K, 40K, 60K, 80K, 100KHz

– Maintenir constante l'amplitude de la tension d'entrée, par exemple 10Vpp, afin de simplifier les calculs. Réajuster le générateur à chaque étape si nécessaire pour maintenir une amplitude constante.

– Une fois rassemblées les données, calculer l'atténuation à chaque point de mesure par la formule:

  $$A = 20 \log_{10} \left(\frac{V_u}{V_i} \right)$$

  Puis tracer les données sur un papier semi-logarithmique (axe horizontal logarithmique) en graphiques qui devraient rassembler à ceux des Fig. 25 et 26.

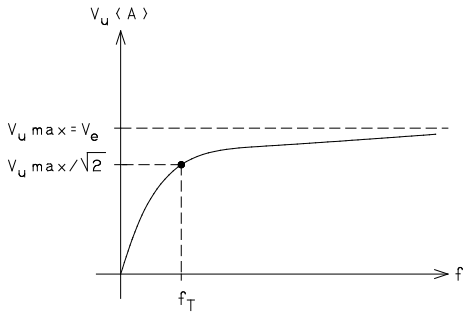


FIG.25

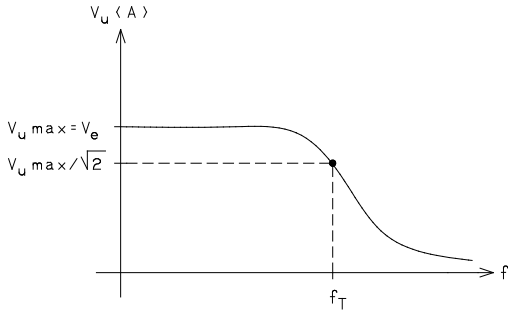


FIG.26

11052526

– La fréquence de coupure est celle à laquelle l'amplitude se réduit par un facteur de $\frac{1}{\sqrt{2}}$.
  Marquer ces points sur les graphiques.

4.4 – Circuit CR et RC avec signaux d'impulsion

– Les Figures 27 et 28 montrent les circuits à l'étude.

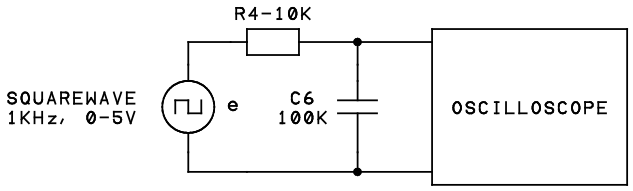


FIG.27

E1C4F27

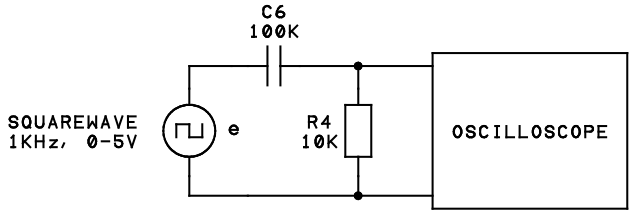


FIG.28

E1C4F28

Un générateur de signal carré applique des impulsions à l'entrée du circuit à l'étude et la forme d'onde résultante est analysée au moyen de l'oscilloscope.
En effectuant l'expérience notez les points suivants:

La fréquence de répétition des impulsions indiquée comme 1KHz devrait être réglée pour afficher une forme d'onde complète qui devrait apparaître comme dans les Fig.29 et 30.

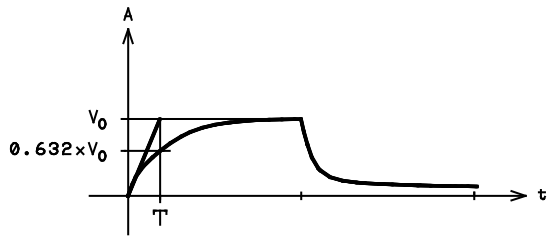


FIG.29 - RESPONSE OF THE RC CIRCUIT

E1C4F29

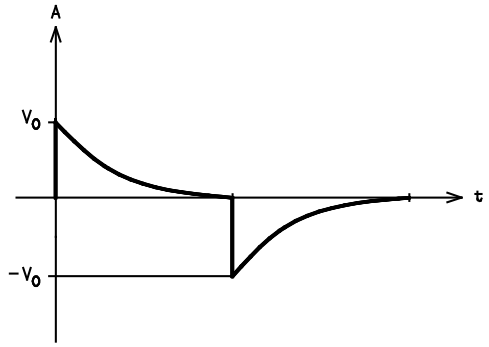


FIG.30 - RESPONSE OF THE CR CIRCUIT

E1C4F30

- Choisir une amplitude d'au moins 5V pour l'onde carrée d'entrée.

- Esquisser les formes d'onde observées sur un papier, à l'échelle. Calculer la constante de temps T=RC, puis vérifier que T est égal au temps mis par le signal de l'origine pour atteindre 63.2% de l'amplitude finale.

- Marquer sur votre forme d'onde les temps de Montée et de Descente, définis comme les temps nécessaires pour que le signal passe du 10% au 90% de l'amplitude finale.

La deuxième partie de l'exercice est d'étudier la combinaison RL comme montré dans les figures 31 et 32. Les formes d'onde observées sont comme indiqué dans la Fig. 33 et 34.
En ce qui concerne les cas RC et CR, tracer la tangente pour t=0 sur votre graphique et calculer la constante de temps T.

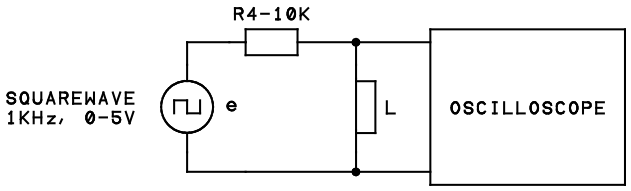


FIG.31

E1C4F31

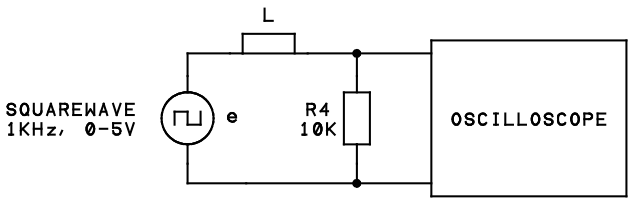


FIG.32

E1C4F32

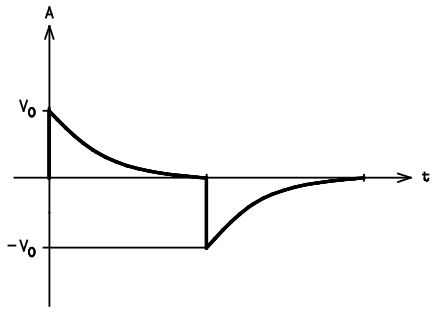


FIG.33 - RESPONSE OF THE RL CIRCUIT

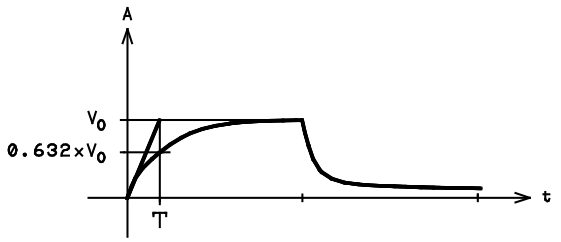


FIG.34-RESPONSE OF THE LR CIRCUIT

E1C4F34

5 – RESONANCE

5.1 – Mesure d'inductance

Cette première expérience n'est pas strictement partie de l'étude de la résonance, mais les résultats des mesures effectuées dans cette expérience seront nécessaires pour les suivantes.

L'inducteur de l'unité didactique se compose d'une bobine enroulée sur un noyau de fer feuilleté.

Un entrefer est prévu dans le circuit magnétique par l'interposition d'une mince couche de matériau isolant entre 2 tronçons consécutifs. Cela empêche l'inducteur de la saturation jusqu'à au moins 12Vpp de signal alternatif appliqué.

L'inducteur ayant un noyau ferromagnétique a une inductance (L) remarquablement dépendante de la fréquence du courant magnétisant. Le but de cette expérience est de mesurer l'inductance dans la gamme 50Hz-3kHz, qui est la gamme d'un intérêt particulier quand on utilise ces composants au cours des expériences ultérieures.

Utiliser la configuration de la Fig.1.

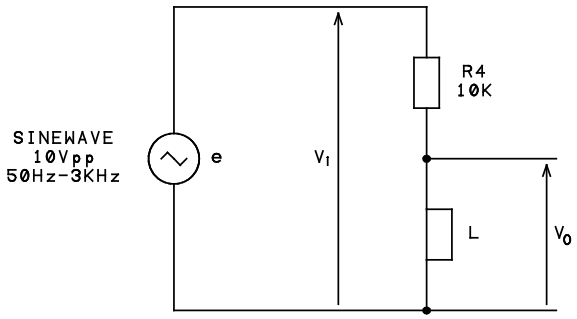


FIG.1 - MEASUREMENT OF INDUCTANCE

E1C5F1

Appliquer une sinusoïde, d'amplitude constante, à des fréquences de 50, 100, 200, 500, 1000, 1500, 2000, 2500, 3000Hz.
A chaque point de mesure, enregistrer V_0, et ensuite calculer X_L comme suit:

$$\frac{V_i}{R + X_L} \cdot X_L = V_o; \qquad X_L = \frac{V_o \cdot R}{V_i - V_o}$$

Sur cette base, calculer l'inductance avec la formule: $$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{X_L}{2\pi f}$$

Reporter les valeurs de L dans un graphique ayant la fréquence sur l'axe horizontal.

5.2 – Circuit résonant LC parallèle

La Figure 2 montre le schéma du circuit à étudier. Ce circuit peut être mis en place avec des composants de l'unité didactique.

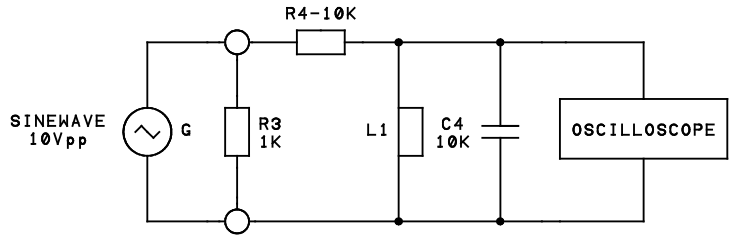


FIG.2 - CIRCUIT UNDER TEST

E1C5F2

Le but est d'enregistrer la courbe de résonance, de mesurer la fréquence de résonance, la bande passante et le facteur de qualité.

De la théorie nous savons que dans le circuit de la Fig.2 la résonance se produit quand les réactances inductive et capacitive ont des amplitudes égales. Dans cette condition, puisque les deux réactances ont signes opposés, elles s'annulent et la charge au générateur semble être purement résistive:

$$X_L = j\omega_0 L_1 = X_C = \frac{1}{j\omega_0 C_4} \quad \text{where } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_4}} \quad \text{or } f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_4}}$$

Dans notre circuit à l'essai les valeurs des composants sont:

L1 = voir le paragraphe 1 de ce chapitre
C4 = 10KpF
R4 = 10KΩ
R3 = 1KΩ

– Calculer la fréquence de résonance prévue.

– Choisir une gamme de mesure de 1 décade au-dessous à 1 décade au-dessus de la fréquence de résonance f_0 prévue, puis sélectionner 10 valeurs de fréquence pratiques au sein de cet intervalle pour faire les mesures.

– Chaque mesure consiste à régler le générateur pour les fréquences choisies et pour une amplitude constante de 10Vpp, à travers toute l'expérience. La tension de sortie V_0 est enregistré à chaque étape de mesure.

– Tracer les résultats dans un graphique qui devrait rassembler à celui de la Fig.3.

Sur ce graphique marquer la fréquence correspondante à l'amplitude maximale et comparer cette valeur à la valeur prévue f_0.

– Sur le même graphique dessiner une ligne horizontale à une hauteur de $\frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$

L'intervalle de fréquence f_2-f_1 est la BANDE PASSANTE:

$B = f_2 - f_1$

– Le rapport entre la fréquence de résonance et la bande passante est le FACTEUR DE QUALITE:

$Q = f_0/B$

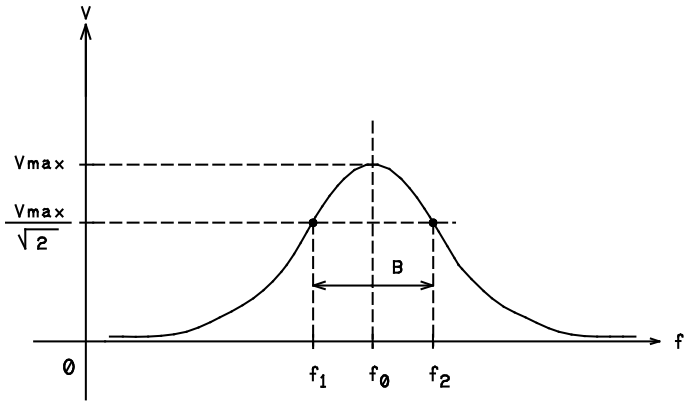


FIG.3 - EXPECTED RESULTS FOR THE EXPERIMENT

E1C5F3

5.3 – Circuit résonant LC série

La Figure 4 montre le schéma du circuit à étudier.
Le but est d'enregistrer la courbe de résonance, de mesurer la fréquence de résonance, la bande passante et le facteur de qualité.

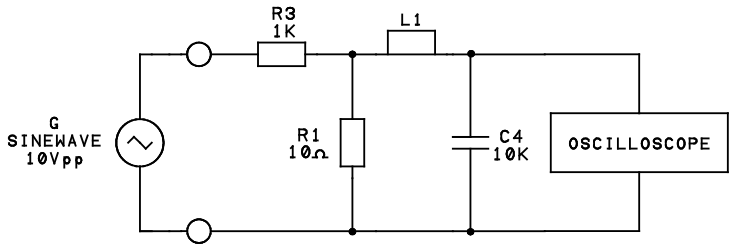


FIG.4 - CIRCUIT UNDER STUDY

E1C5F4

De la théorie nous savons que dans le circuit montré dans la Fig.4, la résonance se produit quand les réactances inductive et capacitive ont des amplitudes égales. Dans cette condition, puisque les deux réactances ont signes opposés, elles s'annulent et la charge au générateur semble être purement résistive.

$$X_L = j\omega_0 L_1 = X_C = \frac{1}{j\omega_0 C_4} \quad \text{where } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_4}} \quad \text{or } f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_4}}$$

Dans notre circuit à l'essai les valeurs des composants sont:

L1 = voir le paragraphe 1 de ce chapitre
C4 = 10KpF
R1 = 10Ω
R3 = 1KΩ

Noter que, à la résonance, le courant de résonance circule en L1, C4, R1. La valeur de ce courant est limitée par la résistance de la boucle, c'est à dire R1 + la résistance série "parasite" en L1 et C4.
Moins grande est R1, plus haut est le pic de résonance.
R1 ne peut toutefois être trop basse afin de ne pas trop charger le générateur qui alimente le circuit résonant.

Pour la même raison, le signal de sortie afin de détecter la résonance n'est pas pris aux bornes de R1 (le signal est trop faible ici), mais aux bornes de C4. La courbe habituelle en forme de cloche sera comme montrée dans la Fig.5.

Maintenant passer à l'expérience:

– Calculer la fréquence de résonance prévue.

– Choisir une gamme de mesure de 1 décade au-dessous à 1 décade au-dessus de la fréquence de résonance f_0 prévue, puis sélectionner 10 valeurs de fréquence pratiques au sein de cet intervalle pour faire les mesures.

– Chaque mesure consiste à régler le générateur pour les fréquences choisies et pour une amplitude constante de 10Vpp, à travers toute l'expérience. La tension de sortie V_0 est enregistrée à chaque étape de mesure.

– Tracer les résultats dans un graphique qui devrait rassembler à celui de la Fig.5.

  Sur ce graphique marquer la fréquence correspondante à l'amplitude maximale et comparer cette valeur à la valeur prévue f_0.

– Sur le même graphique dessiner une ligne horizontale à une hauteur de $\frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$
L'intervalle de fréquence f_2-f_1 est la BANDE PASSANTE:

$$B = f_2 - f_1$$

– Le rapport entre la fréquence de résonance et la bande passante est le FACTEUR DE QUALITE:

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

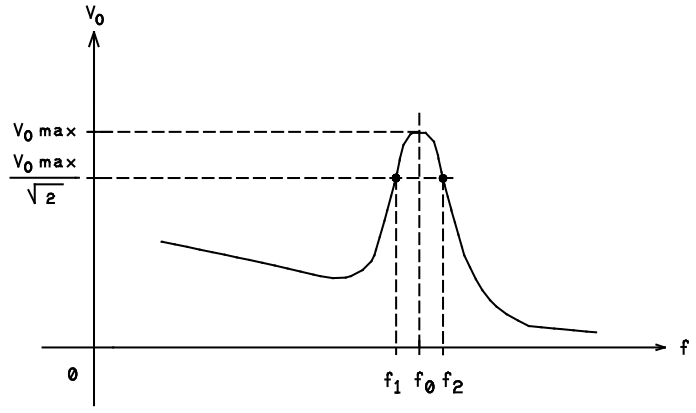


FIG.5 - EXPECTED RESULTS FOR THE EXPERIMENT

E1C5F5

6 – FILTRES PASSIFS

6.1 – Vue d'ensemble

Le circuit à l'étude comprend des composants qui seront utilisés pour mettre en place quelques configurations de base de filtres. Ces composants sont les suivants:

C4, C5 = 10KpF
L2, L3 = 10mH
R13, R14 = 1.5KΩ

Les configurations de filtre qui seront expérimentées sont:

Passe-bas, type T
Passe-bas, type π

Passe-haut, type T
Passe-haut, type π

6.2 – Filtres passe-bas passifs

Les filtres que nous étudions sont représenté dans les Fig.1 et 2.

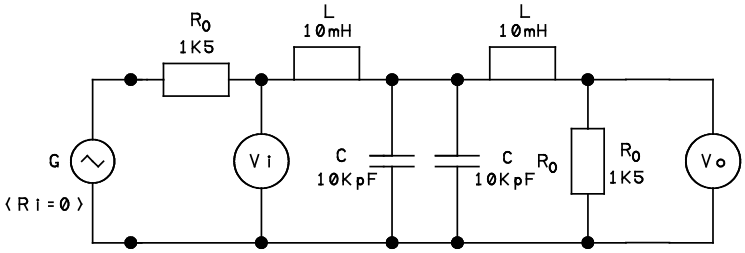


FIG.1 - "T" TYPE LP FILTER

E1C6F1

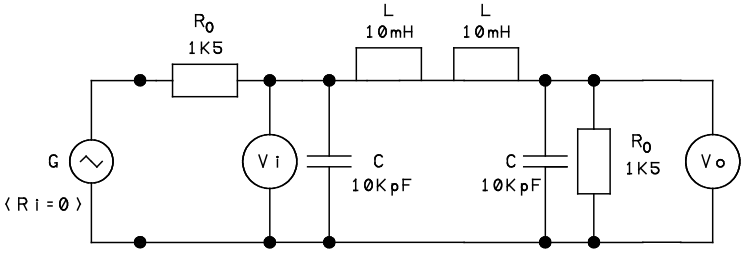


FIG.2 - "π" TYPE LP FILTER

E1C6F2

Les deux sont des filtres passe-bas, respectivement du type "T" et "π". Les deux filtres sont construits avec la même cellule LC de base, mais organisés différemment.

Pour les filtres du type considéré l'impédance caractéristique est

$$R_O = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Les ports d'entrée et de sorties des filtres doivent être terminés par des impédances égales à l'impédance caractéristique pour que le filtre fonctionne correctement. Dans ces conditions la fréquence de coupure à -3dB pour les filtres est

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L/C}}$$

et la caractéristique d'amplitude des filtres apparaît comme indiqué dans la Fig.3.

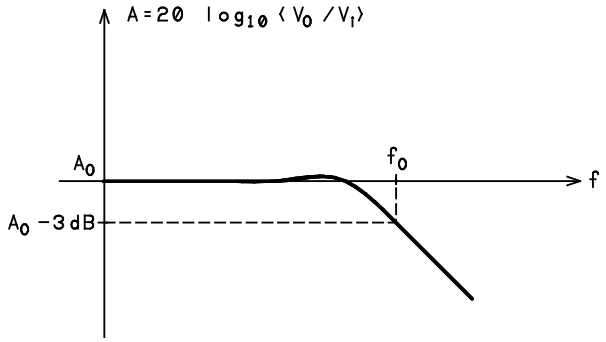


FIG.3 - TYPICAL AMPLITUDE CHARACTERISTIC FOR THE LP FILTERS

E1C6F3

Pour le filtres de la Fig.1 et 2 les valeurs des composants sont:

R_O = 1.5KΩ (R13, R14)
L = 10mH (L2, L3)
C = 10KpF=10nF (C4, C5)

Procédure:

– Explorer la gamme de 500Hz à 100KHz avec le générateur, en gardant une amplitude d'entrée constante de 10Vpp.

– Calculer l'atténuation à chaque point de mesure

$A = 20\log_{10} (V_0/V_i)$

– Tracer les résultats sur papier semi-logarithmique (échelle logarithmique sur l'axe horizontal, échelle linéaire sur le vertical).

Marquer sur la caractéristique d'amplitude du filtre le point à -3dB et lire la fréquence de coupure. Comparer cette valeur à la valeur calculée par la formule:

$$R_O = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

– Répéter pour le second filtre.

6.3 – Filtres passe-haut passifs

Le filtres que nous étudions sont représentés dans les Fig.4 et 5.

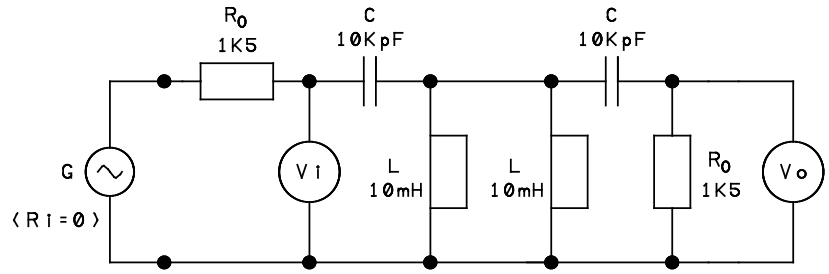


FIG.4 - "T" TYPE LP FILTER

E1C6F4

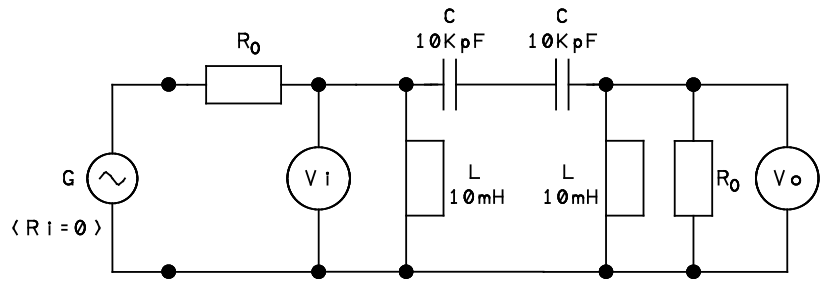


FIG.5 - "π" TYPE FILTER

E1C6F5

Les deux sont des filtres passe-haut, respectivement du type "T" et "π". Les deux filtres sont construits avec la même cellule LC de base, mais organisés autrement.

Pour les filtres du type considéré l'impédance caractéristique est

$$R_O = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Les ports d'entrée et de sorties des filtres doivent être terminés par des impédances égales à l'impédance caractéristique pour que le filtre fonctionne correctement. Dans ces conditions fréquence de coupure à -3dB pour le filtres est

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L/C}}$$

et la caractéristique d'amplitude des filtres apparaît comme indiqué dans la Fig.6.

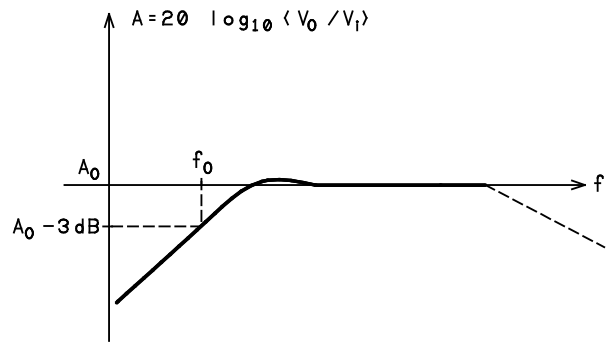


FIG.6 - TYPICAL AMPLITUDE CHARACTERISTIC FOR THE LP FILTERS

E1C6F6

Pour les filtres de la Fig.4 et 5 les valeurs des composants sont:

R_O = 1.5Kohm (R13, R14)
L = 10mH (L2, L3)
C = 10KpF = 10nF (C4, C5)

Procédure:

- Explorer la gamme de 500Hz à 100KHz avec le générateur, en gardant une amplitude d'entrée constante de 10Vpp.

- Calculer l'atténuation à chaque point de mesure

  $A = 20\log_{10} (V_0/V_i)$

- Tracer les résultats sur un papier semi-logarithmique (échelle logarithmique sur l'axe horizontal, échelle linéaire sur le vertical).

- Marquer sur la Caractéristique d'amplitude du filtre le point à -3dB et lire la fréquence de coupure. Comparer cette valeur à la valeur calculée par la formule:

  $$R_O = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

- Répéter pour le second filtre.

7 – CONVERSION COURANT ALTERNATIF/COURANT CONTINU

Toutes les expériences décrites dans ce chapitre utilisent les sources c.a. disponible dans l'alimentation fournie avec l'unité didactique. Leurs tensions nominales à vide sont de 12V ou 14V.

7.1 – Le redresseur demi-onde

La Figure 1 montre le simple redresseur demi-onde à expérimenter.

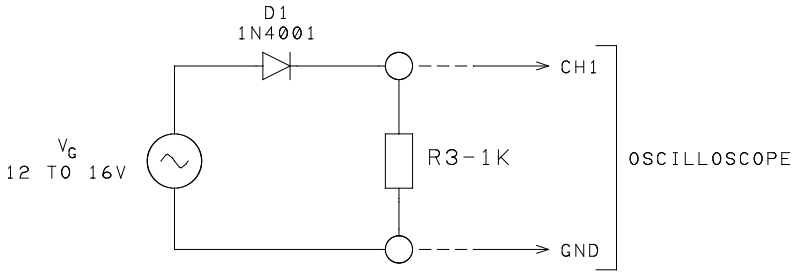


FIG.1 - THE HALF-WAVE RECTIFIYNG CIRCUIT

La tension de sortie produite par un tel circuit (Fig.2) est pulsatoire d'une manière qu'elle n'est pas acceptable en beaucoup d'applications électroniques.

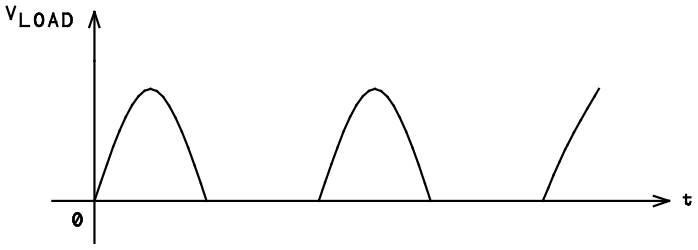


FIG.2 - WAVESHAPE RESULTING FROM THE HALF-WAVE RECTIFIER

E1C7F2

La Figure 3 montre le même circuit muni d'un condensateur de lissage.

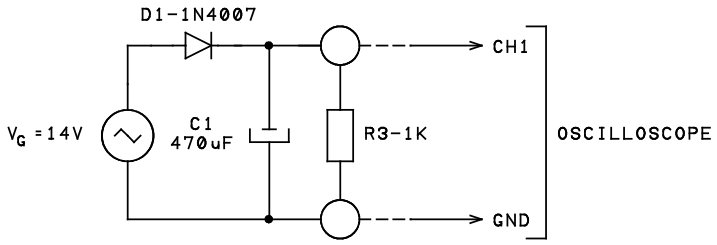


FIG.3 - HALF-WAVE RECTIFIER WITH SMOOTHING CAPACITOR

E1C7F3

Note:
Les condensateurs électrolytiques doivent être câblés en respectant les polarités correctes.
Les condensateurs électrolytiques sont rapidement détruits et peuvent exploser si mal utilisés.
Pour cette raison, les gros condensateurs de l'unité didactique (C6 et C7) ont des diodes de protection en parallèle qui toutefois n'éliminent pas complètement le risque. Une inversion se traduirait par un court-circuit placé au point où le condensateur est connecté.

La Figure 4 montre la forme d'onde résultante, grandement améliorée par rapport à celle de la Fig.2, mais contenant encore une composante alternative appelée Tension d'Ondulation.

La fonction du condensateur est de se charger jusqu'à la valeur de crête de la tension pendant les demi-ondes positives et de se décharger sur la charge entre une demi-onde et la suivante.

Il est clair que la tension d'ondulation peut être réduite en augmentant la capacité de lissage. Le condensateur doit être chargé par le courant de la diode pendant des petites fractions du cycle et une capacité accrue signifie plus courant de charge en moins de temps. La diode doit être dimensionnée en conséquence.

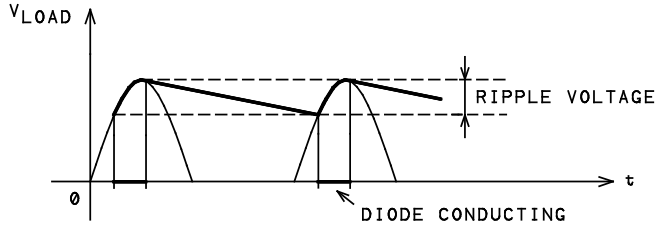


FIG.4 - WAVESHAPE RESULTING FROM THE CIRCUIT OF FIG.3

E1C7F4

7.2 – Le redresseur pleine onde

7.2.1 – Le redresseur pleine onde à point médian

La Figure 5 montre le circuit à étudier.

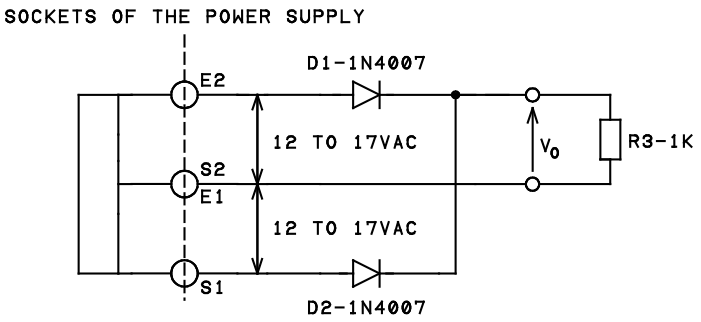


FIG.5 - THE MIDPOINT FULLWAVE RECTIFIER

E1C7F5

Par rapport au circuit de la Fig.1 celui-ci semble être doublé de manière que chaque diode contribue alternativement avec une des demi-ondes de la forme d'onde de sortie. Ceci est indiqué dans la Fig.6.

Un inconvénient de ce circuit dans son utilisation pratique est qu'il nécessite un transformateur spécial avec deux secondaires et une prise médiane.

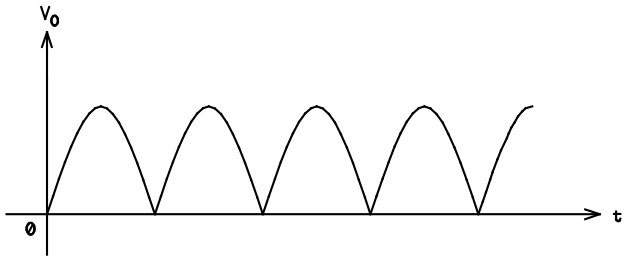


FIG.6 - OUTPUT WAVESHAPE FROM THE CIRCUIT OF FIG.5

E1C7F6

7.2.2 – Le redresseur pleine onde à pont

La Figure 7 montre le circuit à l'étude. La forme d'onde de sortie est le même que celle indiquée par la Fig.6.

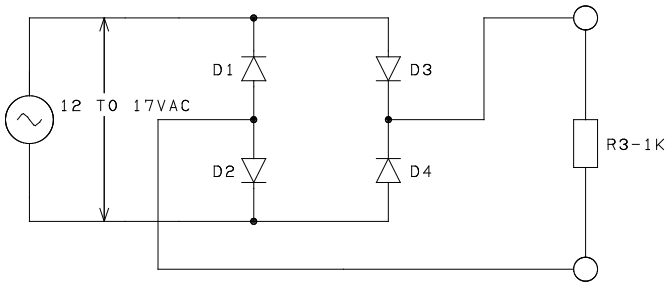


FIG.7 - FULLWAVE BRIDGE CIRCUIT

05CFL7

E1C7F7

7.2.3 – Redresseur pleine onde avec condensateur de lissage

La Figure 8 montre un condensateur de lissage connecté à la sortie du redresseur. Ici on utilise le pont redresseur mais rien ne changerait dans l'expérience si le redresseur à point médian était utilisé à la place.

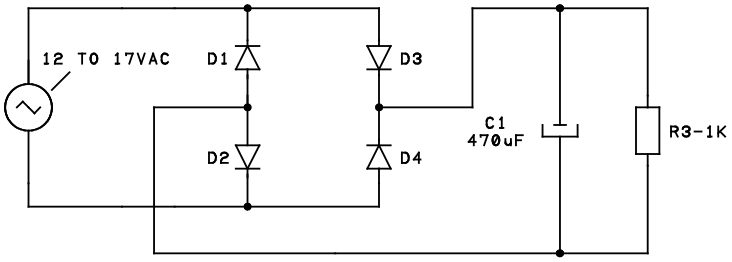


FIG.8 - FULLWAVE RECTIFIER WITH SMOOTHING CAPACITOR

E1C7F8

La Figure 9 montre la forme d'onde de sortie.

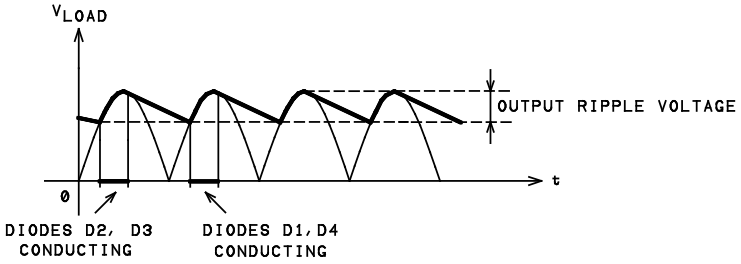


FIG.9 - OUTPUT WAVESHAPE

E1C7F9

Les observations à effectuer sur la forme d'onde de sortie incluent la mesure de la valeur moyenne de la tension et celle de la tension d'ondulation.

Note: afin de mesurer la tension d'ondulation de sortie, mettre l'oscilloscope en mode d'entrée AC et utiliser une échelle verticale de 100mV/cm

7.2.4 – Redresseur pleine onde avec cellule de filtrage LC

Le schéma à l'étude est montré dans la Fig.10.
La cellule de filtrage LC placée entre la sortie du redresseur et la charge substantiellement agit comme un filtre passe-bas, supprimant l'ondulation superposé à la tension continue. Cette dernière apparaît en effet remarquablement plate.

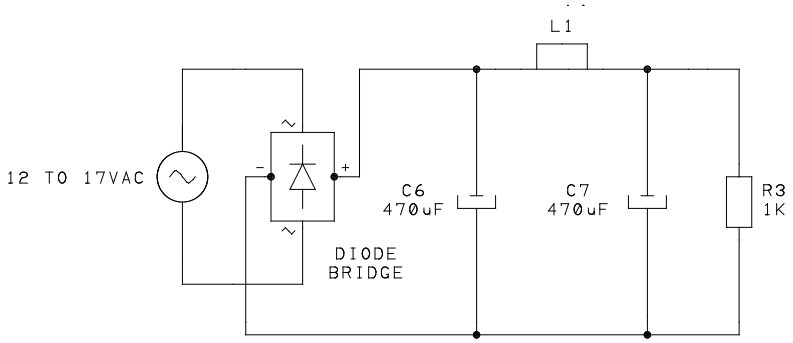


FIG.10 - CIRCUIT UNDER STUDY

05CFL10

7.3 – Le régulateur à Diode Zener

Le type plus simple de régulateur électronique utilise une diode Zener pour fixer la tension de sortie à une valeur égale à la tension de claquage de la Diode Zener. Un circuit de régulation de ce type est montré dans la Fig.11.

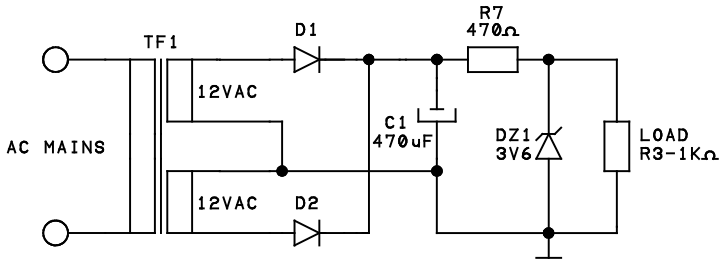


FIG.11 – FULL WAVE RECTIFIER AND ZENER DIODE REGULATOR

E1C7F11

Le redresseur pleine onde fournit des impulsions de charge au condensateur de filtrage dans chaque demi cycle. Entre les impulsions, la charge (composée de R7, R3 et de la Diode Zener) absorbe du courant du condensateur. La tension du condensateur $V_C(t)$ par conséquent a la forme d'onde montrée dans la Fig.12.

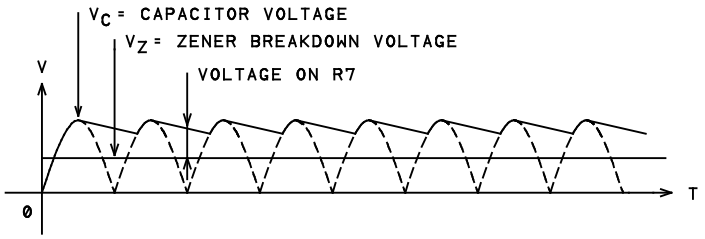


FIG.12 – WAVESHAPES FOR THE CIRCUIT OF FIG.11

E1C7F12

Idéalement, l'action de régulation de la Diode Zener se présente comme suit. Tant que V_C est assez grand, la diode claquée, en laissant une chute de tension fixe à ses bornes égale à V_Z. Les variations de V_C produisent des variations dans le courant à travers R7, qui sont absorbées par la Diode Zener. Un courant constant égal à V_Z/R3 est transmis à la charge.

Le régulateur à Zener fonctionne correctement aussi longtemps que la Diode Zener reste dans sa zone de fonctionnement de claquage inverse.
Si le courant absorbé par la charge est trop haut, la chute de tension sur R7 réduira la tension aux bornes de la Diode Zener au-dessous de la valeur de claquage inverse, et l'action de régulation du circuit cesse.

Une autre limitation du régulateur à Diode Zener, est que la résistance de la diode dans la zone de claquage inverse est normalement de l'ordre de plusieurs ohms à

plusieurs dizaines de ohms. Cela signifie que la caractéristique de la diode Zener a une pente légèrement négative dans la région de régulation.
Ce simple régulateur peut donc présenter des variations significatives de la tension de sortie pour des grands changements du courant tiré par la charge.

7.4 – Régulateur série à diode Zener et transistor

Un type populaire de régulateur de tension, le soi-disant Régulateur série, est montré dans la Fig.13.

Le fonctionnement du circuit est le suivant:

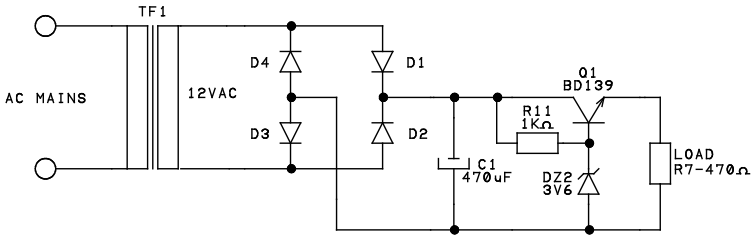


FIG.13 - ZENER/TRANSISTOR SERIES REGULATOR

E1C7F13

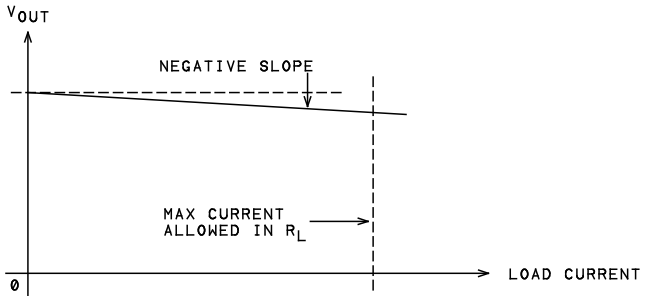


FIG.14 - OUTPUT CHARACTERISTIC OF THE REGULATOR

E1C7F14

La résistance R11 polarise DZ2 en sa région de claquage inverse de la caractéristique, de sorte que la tension aux bornes de la Diode Zener est maintenue constante indépendamment des possibles variations de la tension d'alimentation redressée.
Le Transistor Q1 a sa jonction base-émetteur polarisée directement. La tension développée aux bornes de cette jonction qui conduit directement est de 0.2 à 0.7V, selon le type de transistor. La tension sur la charge est pourtant V_Z-V_{be}, fixe quel que soit (jusqu'à un certain point) le courant tiré par la charge.

Une autre façon d'expliquer le fonctionnement du circuit en termes d'actions électriques est le suivant:

Supposons que la tension à travers la charge tend à augmenter. Le changement positif sera ressenti à l'émetteur de Q1. Puisque la tension base-masse est maintenue constante, le changement aura tendance à apparaître aux bornes de la jonction B-E, comme une diminution de cette tension.

Ce changement en V_{be} fera conduire le transistor moins, ce qui annule l'augmentation initialement supposée de la tension aux bornes de la charge.

En conclusion, la tension sur la charge reste remarquablement constante si le point de fonctionnement du transistor est loin de la saturation.

Les facteurs qui affectent négativement les performances de ce régulateur sont:

- La résistance interne d'émetteur du transistor, qui est d'habitude très faible mais parfois n'est pas négligeable. Les effets de la résistance d'émetteur sont que la tension de sortie dépend légèrement du courant moyen tiré par la charge. En d'autres termes, la caractéristique de sortie V/I du régulateur montre une pente légèrement négative, au lieu d'être plate.

- La tension Zener subit une dérive avec la température et aussi les diodes Zener sont des dispositifs "bruyants", dans la manière dont ils développent un signal de bruit électronique superposé à la tension Zener. L'amplitude de ce bruit est souvent de l'ordre de dizaines de mV RMS. Parfois un condensateur est ajouté en parallèle avec le Zener, pour maintenir faible cette tension de bruit et aussi pour améliorer les performances du régulateur à des changements de charge transitoires.

- Si la sortie de Q1 est court-circuitée à la masse, il existe un risque que Q1 puisse être endommagé par une circulation de courant excessive. Pour éviter cela, un système de limitation de courant devrait être utilisé.

7.5 – Régulateur linéaire de tension intégré

L'industrie a développé et mis à la disposition une variété de circuits intégrés monolithiques qui exercent la fonction de régulateurs de tension. Certains de ces circuits intégrés ont une excellente performance et combinent, dans une seule puce, les fonctions comparables avec les régulateurs les plus complexes de style traditionnel.

Un exemple de ce type de CI est le LM317. Il s'agit d'un régulateur réglable positif, avec limitation de courant et protection thermique.

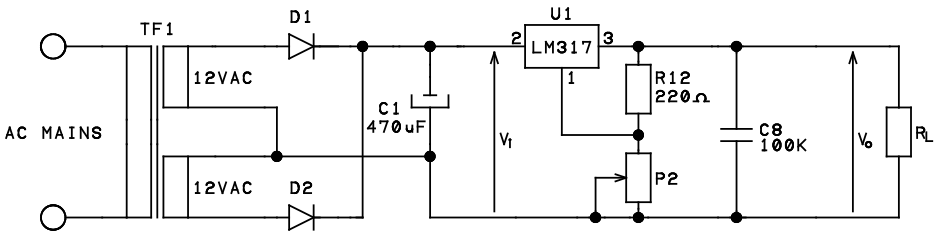


FIG.15 – SETUP TO STUDY THE LINEAR INTEGRATED VOLTAGE REGULATOR

E1C7F15

La Fig. 15 montre le schéma du circuit échantillon fourni sur la fiche B1138-E1. Cela comprend le Circuit Intégré LM317 et quelques composants supplémentaires nécessaires pour le fonctionnement.

Le LM317 travaille en assurant une tension de référence fixe et constante de 1.25V entre sa sortie et le terminal de réglage. Aussi, le courant circulant dans le terminal de réglage est très faible et pratiquement négligeable.
Le 1.25V fixe aux bornes de la résistance R12 fait circuler un courant constant en elle et par conséquent dans la résistance variable P2. Le résultat est que la tension de sortie est fixée à une valeur V_O donnée par:

$$V_o = \frac{1.25}{R12} \cdot (R12 + P2)$$

Cette tension reste remarquablement constante contre des changements de la charge et de la tension d'entrée, tandis qu'elle peut être changée par le réglage de P2.
Pour établir des conditions de charge différentes, utiliser les résistances de 1K, 470Ω et 100Ω à bord.

7.6 – Doubleur de tension

La Figure 16 montre le circuit à l'étude.

La tension sinusoïdale est appliquée entre A et B. Pendant les demi-ondes négatives, D1 conduit et C1 se charge jusqu'à la crête de la tension sinusoïdale. La diode D2 rectifie ce signal et charge C2 à la valeur de crête égale à $2V_M$.

La tension entre les points C et B apparaîtra pourtant comme indiqué dans la Fig.17.

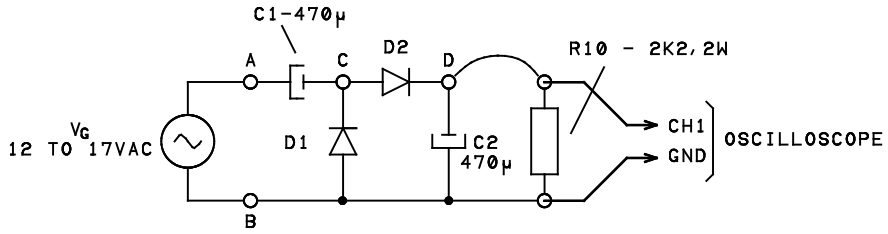


FIG.16 - THE VOLTAGE MULTIPLIER

E1C7F16

Afin d'étudier le circuit connecter le comme montré dans la Fig.16, puis étudier les formes d'onde aux points de mesure différents avec l'oscilloscope et mesurer les tensions.

Enfin débrancher la résistance de charge R10. Le condensateur C2 n'est donc plus déchargé entre chaque cycle d'onde, et la tension de sortie apparaît comme une tension continue, dont la valeur est deux fois la crête de la tension sinusoïdale (2 x 14V x 1.41 = 39.48V pour le cas où la tension d'entrée V_G est 14Vca).

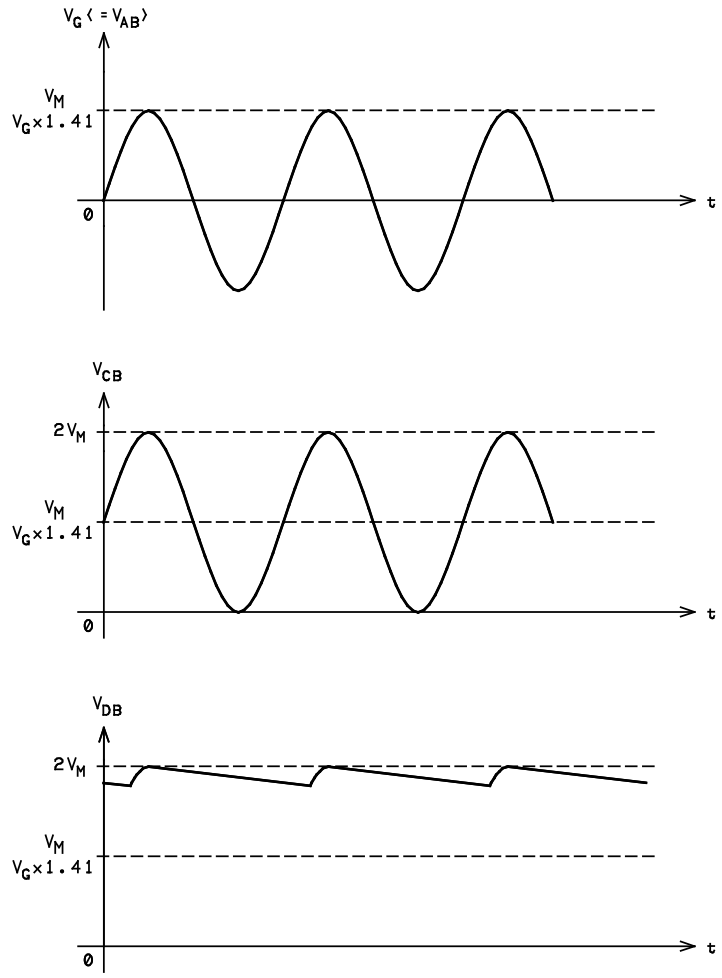
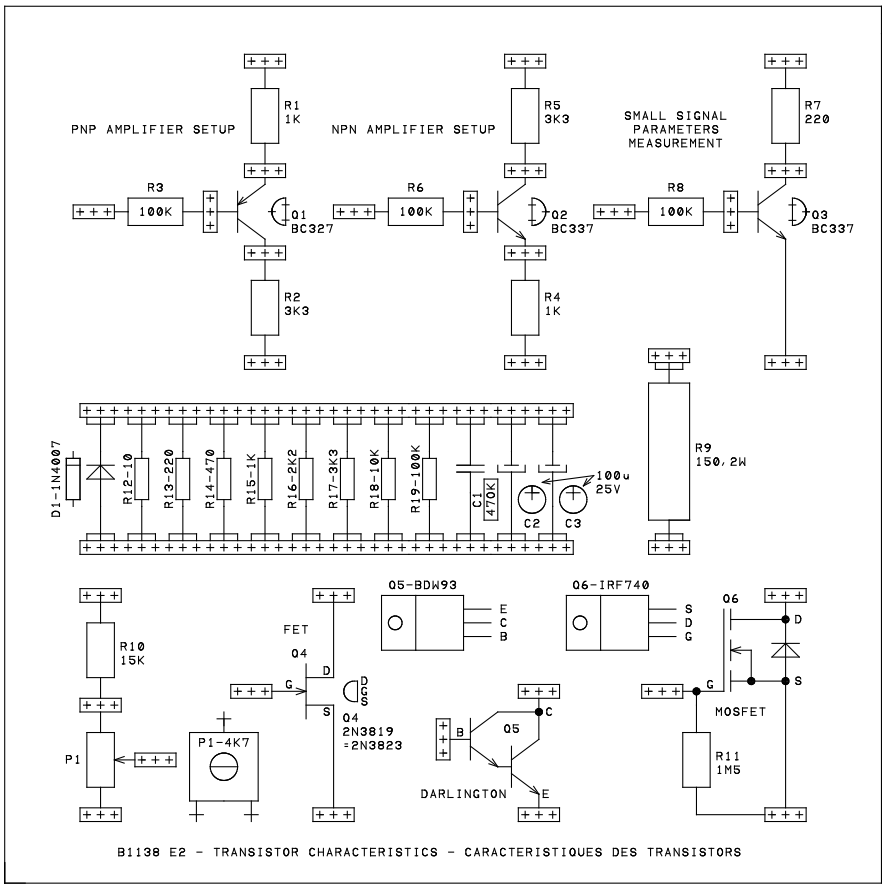


FIG.17 - WAVESHAPES AT THE VARIOUS POINTS OF THE CIRCUIT

E1C7F17

SECTION II - EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E2

Tous les composants sont nommés par les mêmes symboles tels qu'ils apparaissent dans le schéma et les dispositions pratiques ce manuel. Afin de mettre en place une expérience, l'étudiant devra localiser chacun des composants de la carte, dans le schéma par son nom, et ensuite faire les connexions nécessaires.
La disposition du circuit est montrée dans l'image ci-dessous.



FRONT VIEW OF THE B1138-E2 BOARD

E2BOARD

1 – CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS

1.1 - Connexions des Transistor PNP et NPN

Le transistor PNP

Les Figures 1 et 2 montrent la configuration de base pour la polarisation continue d'un amplificateur à transistor PNP. Le point de fonctionnement (point de repos) peut être établi en réglant la polarisation de base.

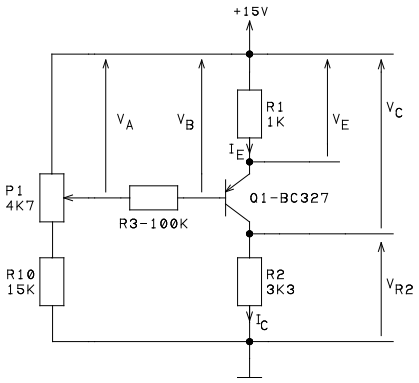


FIG.1 - DC BIAS POINT OF A PNP TRANSISTOR AMPLIFIER

E2C1F1

Considérons la Figure 1. La courant de base est en général si petit que la chute de tension sur R3 est négligeable, pourtant V_B est égale à V_A, la tension appliquée au moyen de la source variable à bord.

Puis: $V_E = V_B - 0.7$ (0.7 = chute de tension sur la jonction PN)
Par conséquent: $I_E = V_E/R_1 = (V_A - 0.7)/R_1$

Le courant de collecteur est égal à pratiquement le courant d'émetteur, de sorte que la tension de collecteur V_C est:

$V_C = 15V - R_2.I_C = 15V - R_2(V_A - 0.7)/R_1$

Supposons que V_A est soit réglé à 3V.

$VE = 3V - 0.7V = 2.3V$
$I_E = 2.3V/R_1 = 2.3mA = CI$
$V_{R2} = R_2 \cdot 2.3mA = 3.3K \cdot 2.3mA = 7.6V$
$V_{CE} = 15V - V_{R2} - V_E = 15 - 7.6 - 2.3 = 5.1V$

Le Transistor Q1 travaille donc avec un courant de collecteur de 2.3mA et un V_{CE} de 5.1V.

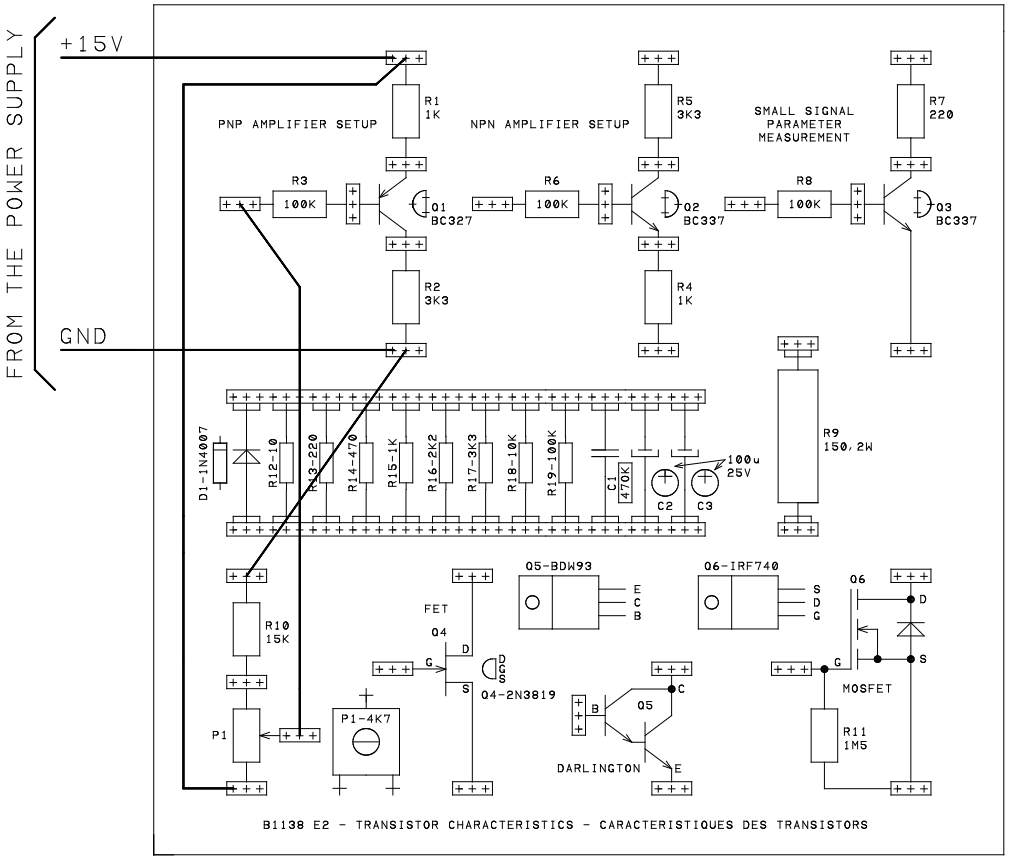


FIG.2 - PRACTICAL SETUP FOR THE SCHEME OF FIG.1

E2C1F2

Les figures suivantes 3 et 4 montrent le schéma de l'amplificateur avec le générateur sinusoïdal intégré connecté à l'entrée.

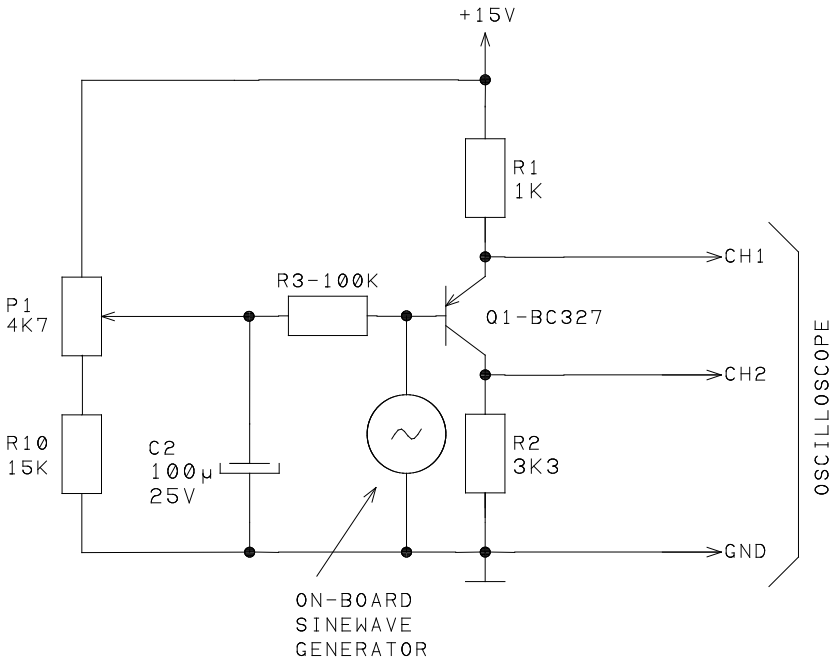


FIG.3 - BASIC DUAL-LOAD AMPLIFIER (PNP)

E2C1F3

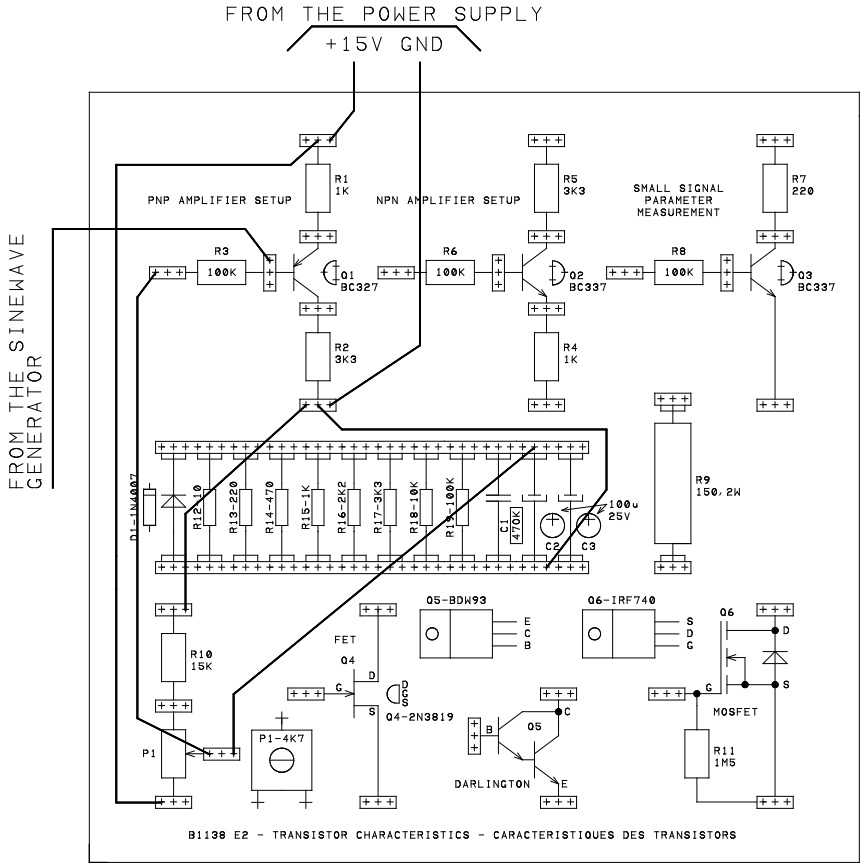


FIG.4 - PRACTICAL SETUP FOR THE SCHEME OF FIG.3

E2C1F4

Le transistor NPN

Les Figures 5 et 6 montrent le câblage et l'organisation pratique pour le cas du transistor NPN. Ce cas peut être étudié comme le précédent avec les différences évidentes dans ce qui concerne les polarités des tensions et les signes des courants.

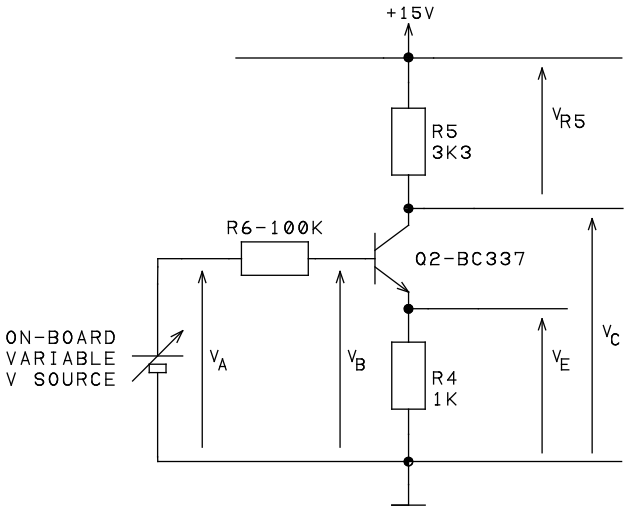


FIG.5 - DC BIAS POINT OF AN NPN TRANSISTOR AMPLIFIER

E2C1F5

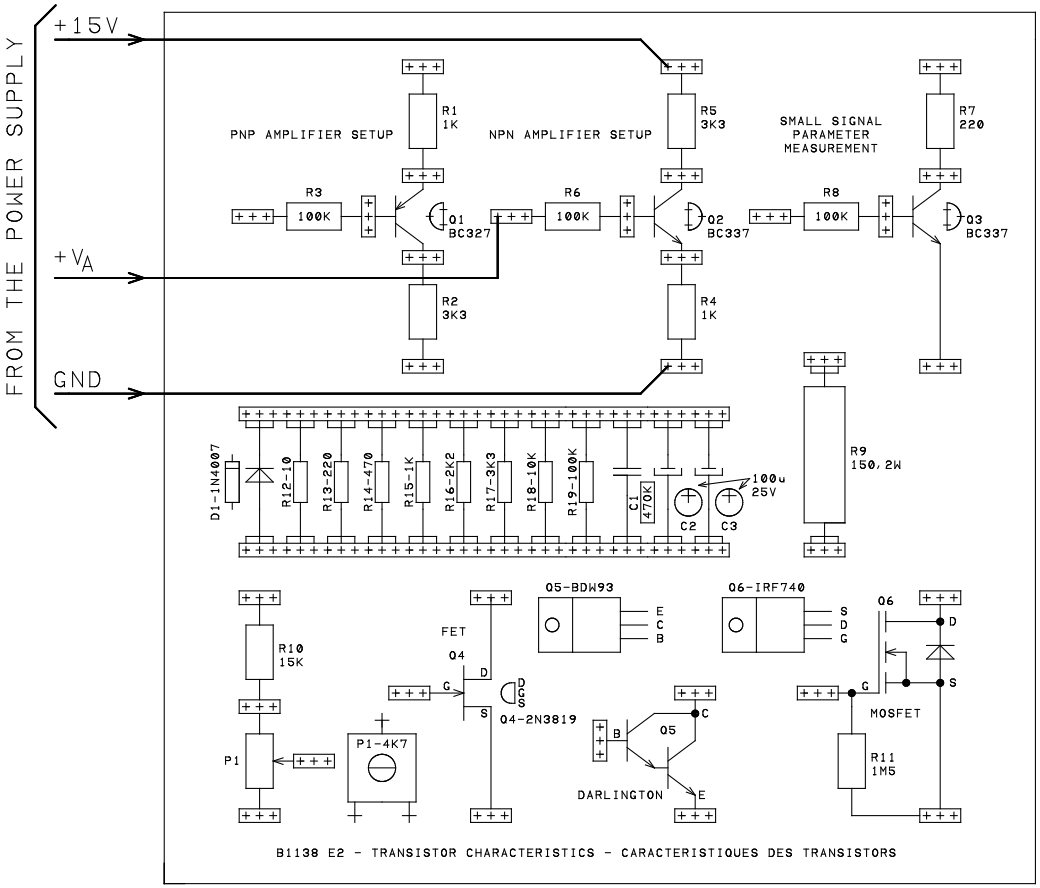


FIG.6 - PRACTICAL SETUP FOR THE SCHEME OF FIG.5

E2C1F6

Les Figures 7 et 8 montrent l'amplificateur avec le signal alternatif à l'entrée de base, comme dans les figures 3 et 4.

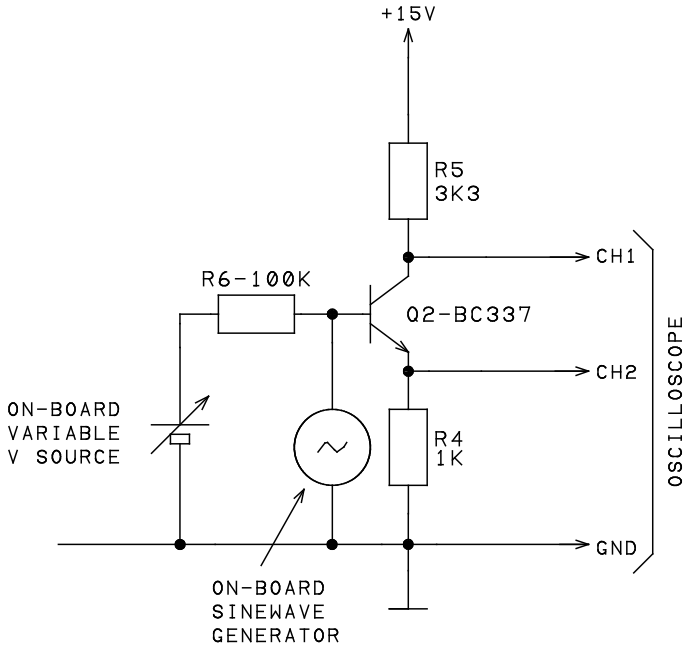


FIG.7 - BASIC DUAL-LOAD AMPLIFIER (NPN)

E2C1F7

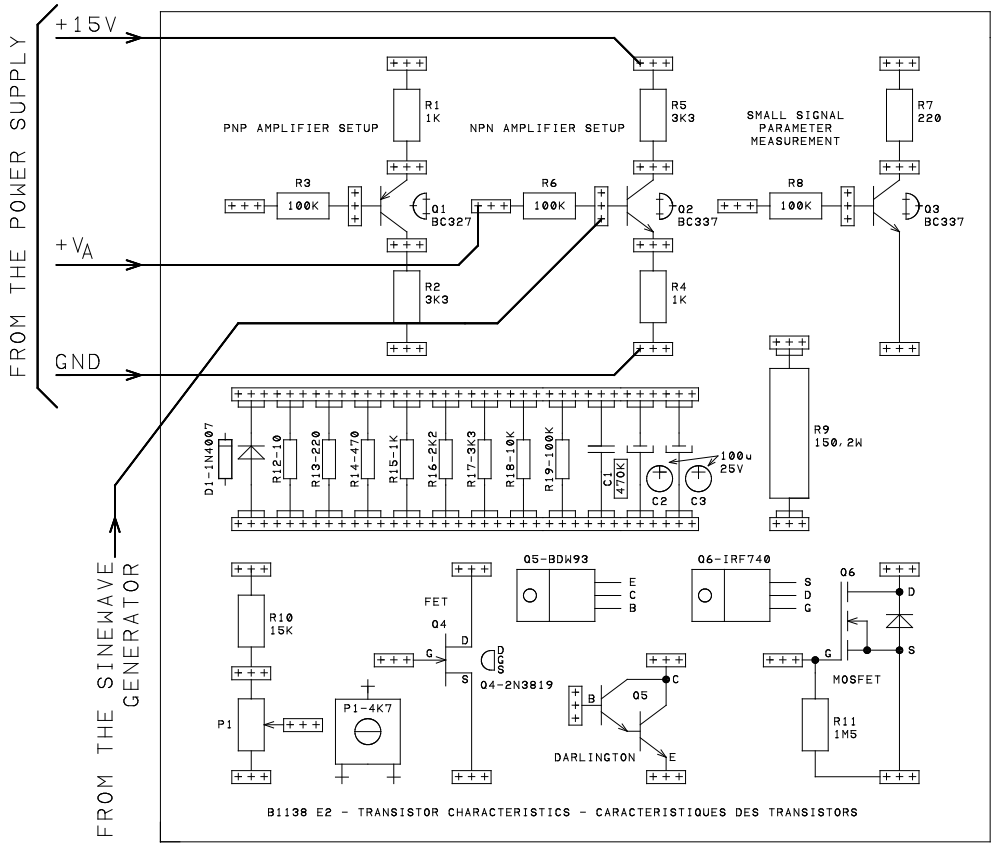


FIG.8 - PRACTICAL SETUP FOR THE SCHEME OF FIG.7

E2C1F8

1.2 – Caractéristiques de sortie d'un transistor

Le but du groupe d'exercices suivant est d'afficher, d'enregistrer et d'étudier les caractéristiques de sortie d'un Transistor NPN dans les configurations CE (Emetteur commun) et CB (Base commune) à l'aide d'un oscilloscope.

1.2.1 – Emetteur commun

La Figure 10 montre l'arrangement:

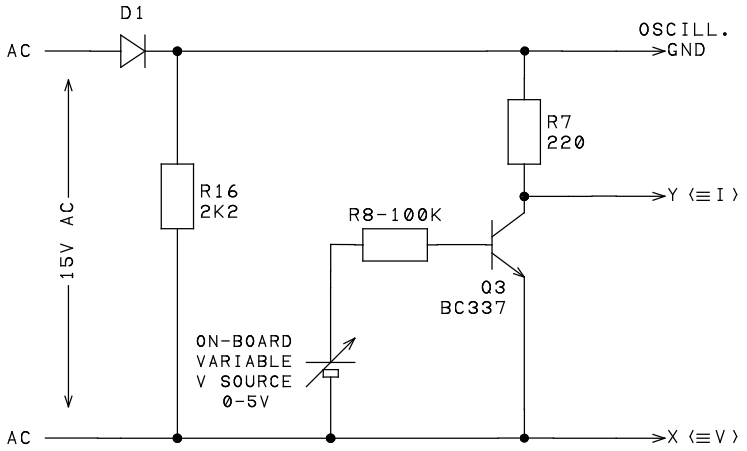


FIG.9 - TEST SETUP TO RECORD THE CE OUTPUT CHARACTERISTIC

E2C1F9

– Un Générateur de courant alternatif fournissant environ de 12 à 15 Vrms est connecté aux bornes de D1 et R16. Une demi-onde positive redressée apparaît donc aux bornes de R16.

– Le courant de collecteur traverse R7 et la chute de tension correspondante est affichée sur le canal Y de l'oscilloscope, en tant que mesure du courant de collecteur instantané. L'oscilloscope doit être fixé pour le fonctionnement X-Y.

– La tension de collecteur (en fait moins la chute sur R7, qui est négligeable) est affichée sur le canal X de l'oscilloscope.

– Le courant de base peut être réglé en faisant varier la source variable, tandis que R8 limite le courant de base maximum à des valeurs tolérables.

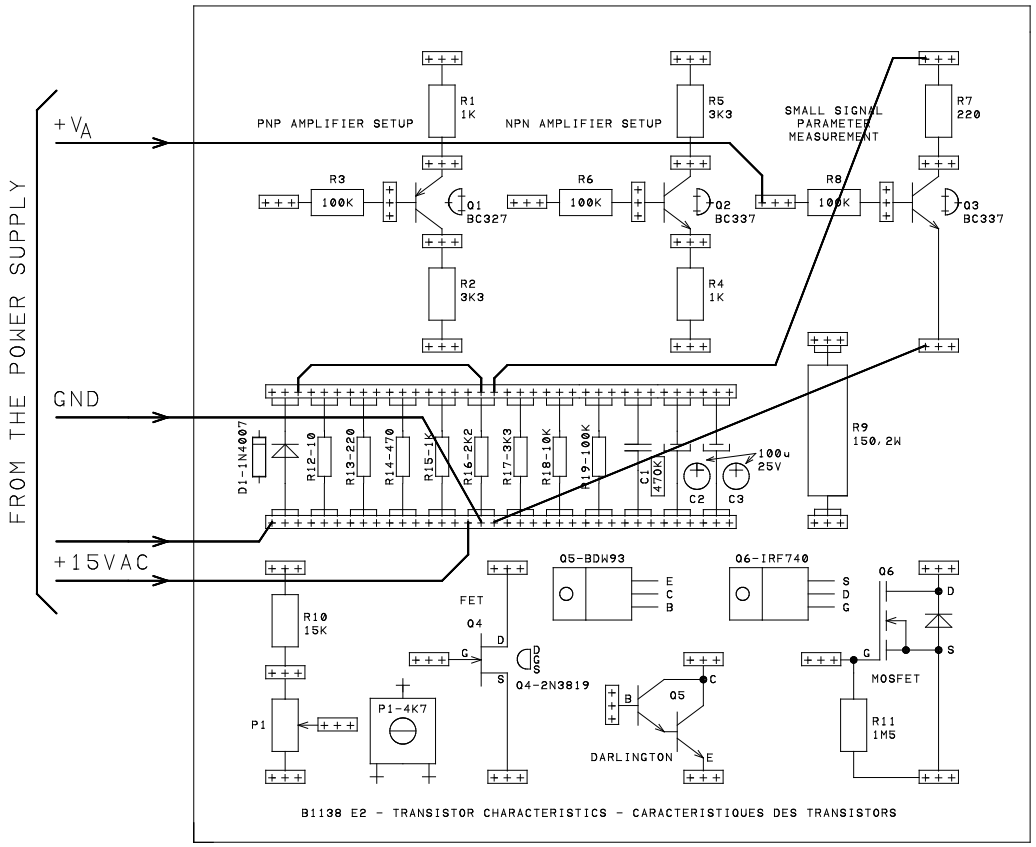


FIG.10 - PRACTICAL SETUP FOR THE SCHEME OF FIG.9

E2C1F10

La Figure 11 montre la caractéristique de sortie typique d'un transistor dans cette configuration.

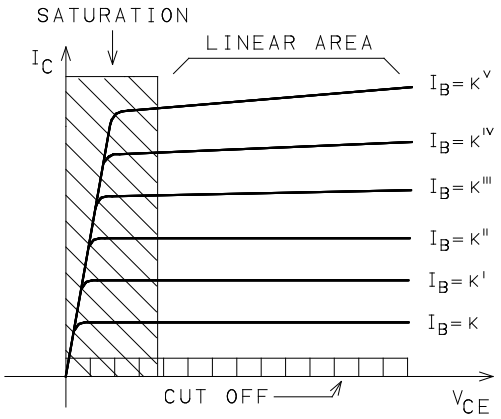


FIG.11 - TYPICAL CE OUTPUT CHARACTERISTIC

E2C1F11

La Figure 12 montre un exemple de l'image qui apparaît sur l'écran de l'oscilloscope.

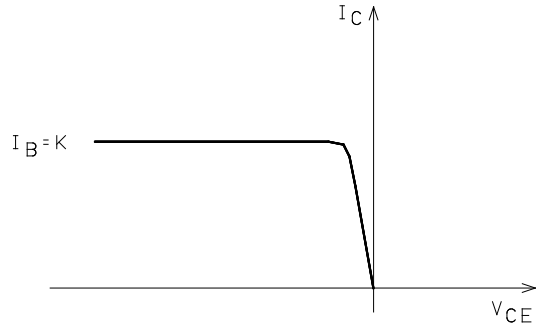


FIG.12 - IMAGE APPEARING AT THE OSCILLOSCOPE SCREEN

E2C1F12

L'image apparaît inversée le long de son axe vertical en raison de la contrainte d'une connexion de référence commune des sondes au point commun de D1, R16. La tension V_{CE} est pourtant mesurée avec la polarité inversée.

1.2.2 – Base commune

La Figure 13 montre le schéma

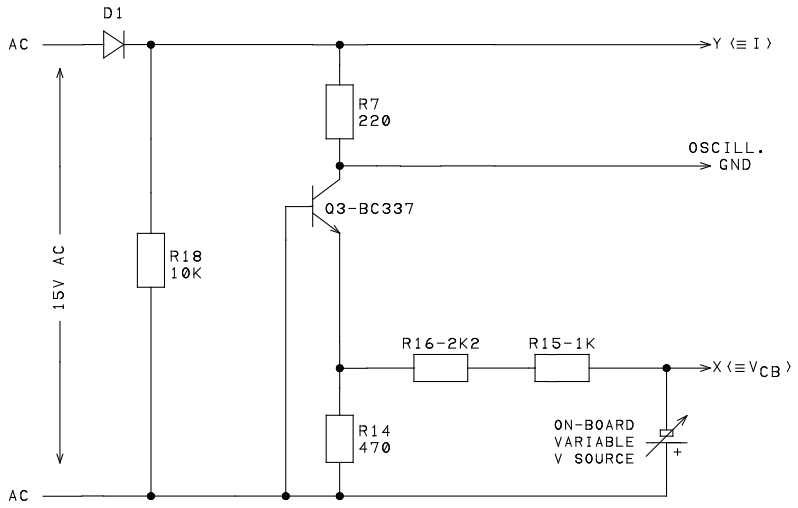


FIG.13 - EQUIPMENT SETUP TO RECORD THE CE OUTPUT CHARACTERISTIC

E2C1F13

L'expérience sera effectuée avec la même procédure que pour la précédente. On utilise la source de 12 à 15Vca disponible dans l'unité didactique.

– Connecter initialement une source fixe de +15Vcc au lieu de la source c.a. indiquée dans la Fig.13

– Régler le générateur de polarisation de l'émetteur de manière à avoir une valeur pratique du courant d'émetteur. Commencer avec des polarisations modérées et augmenter sans dépasser 30mA en tout cas.

– Remplacer la source c.c. avec la source c.a. un comme montré dans la Fig.13. Afficheur la caractéristique V_{CE}/I_C sur l'oscilloscope.

– Augmenter le courant d'émetteur à l'étape suivante, puis répéter l'enregistrement de la caractéristique V_{CE}/I_C.

– Tracer les résultats sur un graphique qui devrait rassembler à l'un de la Fig.14.

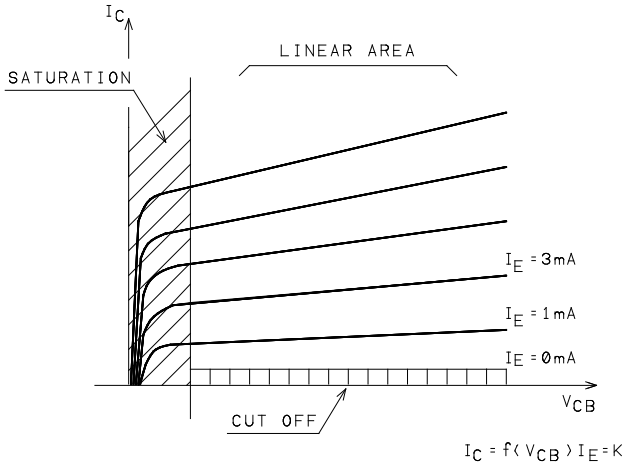


FIG.14 - TYPICAL CB OUTPUT CHARACTERISTIC

E2C1F14

1.3 – Paramètres petits signaux

Le but de l'exercice est de mesurer les paramètres h d'un amplificateur à transistors en configuration émetteur commun.

La Figure 15 montre le transistor et son circuit équivalent.

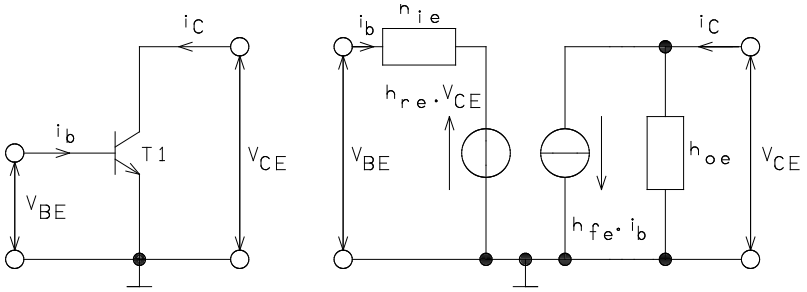


FIG.15 - CE TRANSISTOR AMPLIFIER AND ITS EQUIVALENT CIRCUIT

E2C1F15

La Figure 16 montre le circuit à l'essai qui sera utilisé pour l'exercice.

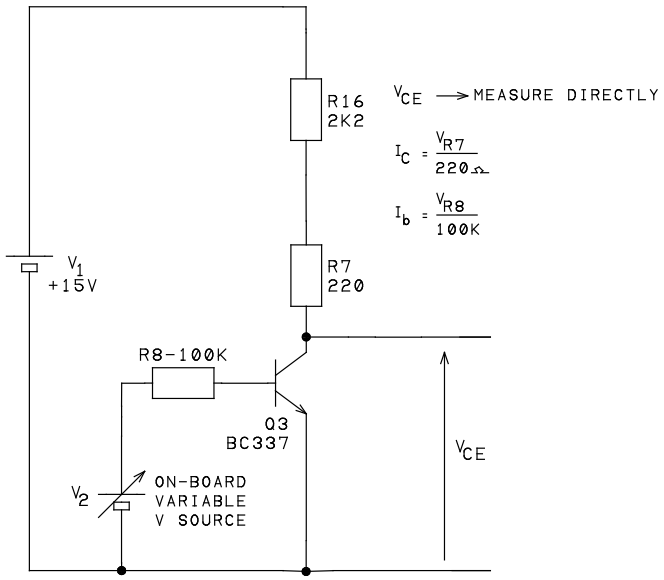


FIG.16 - CIRCUIT TO MEASURE THE h PARAMETERS

E2C1F16

Tout d'abord on doit établir les points de fonctionnements en courant continu.

- Brancher un voltmètre ou un oscilloscope pour mesurer la tension Collecteur-Emetteur du transistor.
  Ajuster la source de polarisation de base pour la valeur V_{CE} souhaitée, par exemple une valeur égale à la moitié de la tension d'alimentation.

- Mesurer la chute de tension aux bornes de R7+R16 et calculer le courant de collecteur I_c.

- Mesurer la chute de tension aux bornes de R8 et à partir de cette valeur calculer le courant de polarisation de base I_b.

Le paramètres h que nous allons mesurer sont référés à un point de fonctionnement unique (V_{CE}, I_c et I_b).

1.3.1 – Admittance de Sortie h_{oe}

La Figure 17 sert à comprendre la signification de h_{oe}.

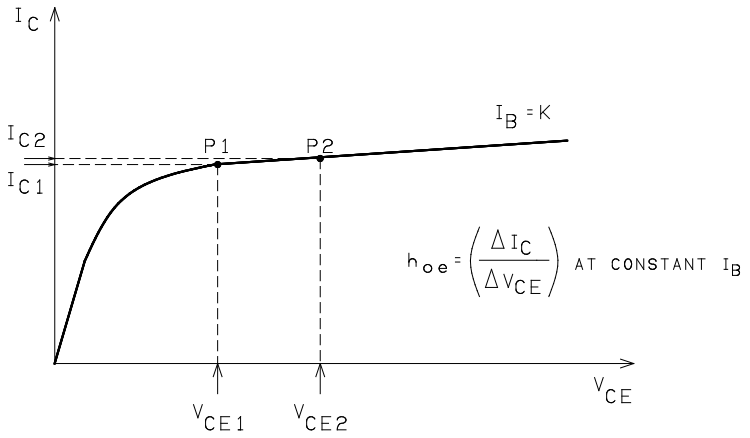


FIG.17 - OUTPUT CHARACTERISTIC OF THE TRANSISTOR AND METHOD OF CALCULATION OF h_{oe}

E2C1F17

Afin de mesurer ce paramètre nous créons des petites variations de la tension V_{CE} autour du point de repos en courant continu et mesurons la modification résultante du courant de collecteur (Fig.18).

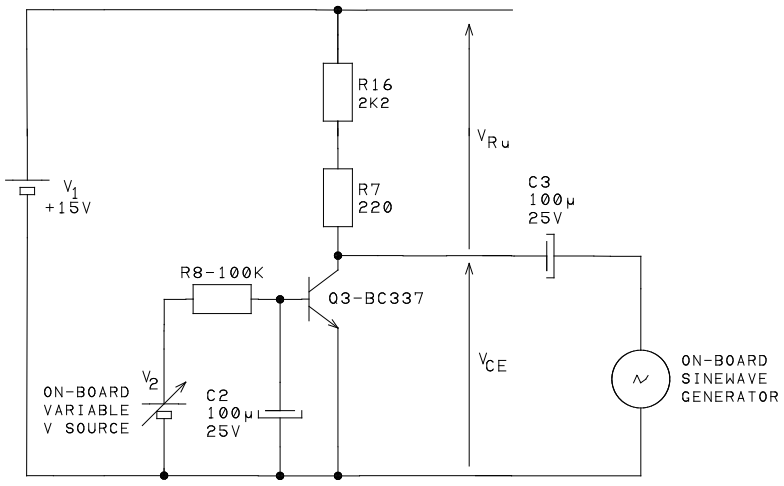


FIG.18 - TEST SETUP TO MEASURE h_{oe}

E2C1F18

Cela sera fait à courant de base constant. A ce propos un condensateur est placé entre la base et la masse.

- La variation de V_{CE} est établie par un générateur sinusoïdal réglé pour un signal de 1Vpp (mesurer et enregistrer la fréquence, qui est dans la gamme de 500 à 1.5KHz, fixe).
- Par conséquent ΔV_{CE} = 1Vpp = 0.35Vrms.

- Calculer ΔI_C par l'indication (rms) d'un Voltmètre c.a. aux bornes de R7, divisée par R7 = 220Ω.

- Calculer h_{oe} comme le rapport de ΔI_C et V_{CE}.

1.3.2 – Impédance d'entrée h_{ie}

Figure 19 sert à comprendre le sens de h_{ie}.

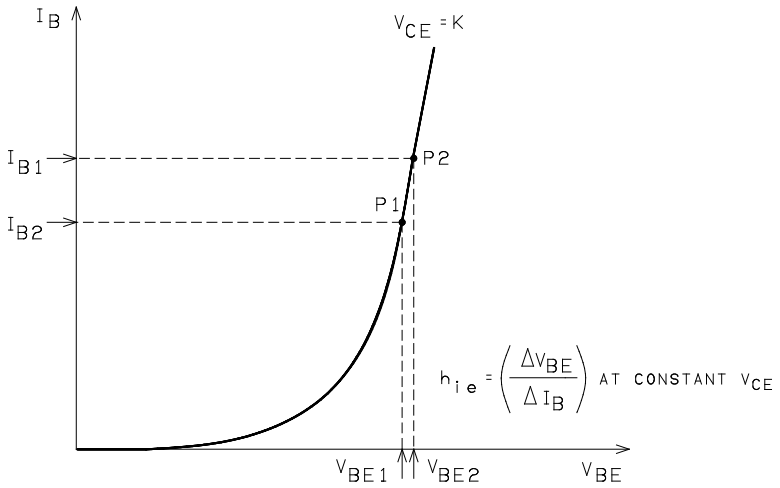


FIG.19 - INPUT CHARACTERISTIC AND METHOD OF CALCULATION OF h_{ie}

E2C1F19

Ce paramètre sera mesuré en créant des petites variations du courant de base et en mesurant la variation conséquente de V_{BE}.
Cela sera effectué à V_{CE} constante. Pour assurer cela le condensateur C3 est placé entre le collecteur et la masse (Fig.20).

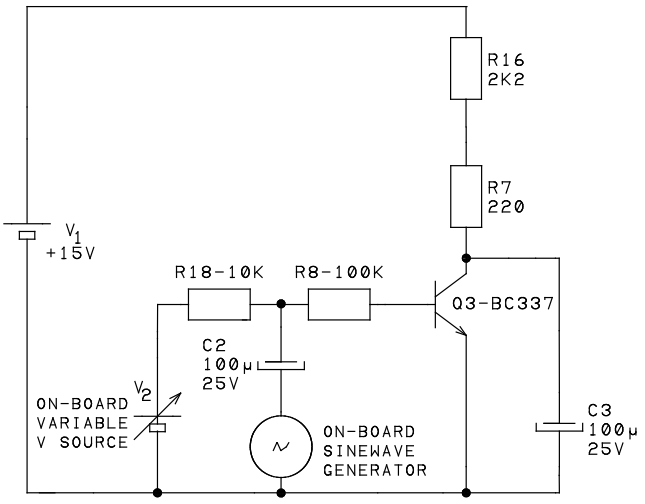


FIG.20 - SETUP TO MEASURE h_{ie}

E2C1F20

Régler le générateur sinusoïdal pour 1Vpp = 0.35Vrms.
Mesurer et enregistrer la fréquence du générateur (fixe).

- Mesurer ΔV_{BE} avec un Voltmètre c.a. La valeur mesurée est en général une valeur efficace.
- Calculer ΔI_B en mesurant la chute de signal sur R8 et en divisant par R8=100KΩ.
- Calculer h_{ie} comme le rapport de ΔV_{BE} et ΔI_B.

1.3.3 – Gain en Courant h_{fe}

La Figure 21 sert à comprendre le sens de ce paramètre.

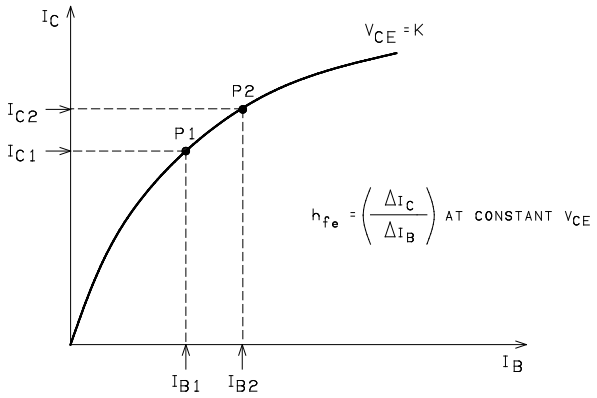


FIG.21 - TRANSFER CHARACTERISTIC OF THE TRANSISTOR AND METHOD OF CALCULATION

E2C1F21

Le mesure est effectuée en appliquant un signal sinusoïdal, 1Vpp = 0.35Vrms, 1KHz environ, à l'entrée de base (voir Fig.22).

- Mesurer ΔI_B en observant la chute de tension aux bornes de R8, divisée par R8.
- Le signal du courant de collecteur est mesuré à partir du signal de tension aux bornes de la résistance R7, divisé par R7.
- Calculer h_{fe} par le rapport de ΔI_C et ΔI_B.

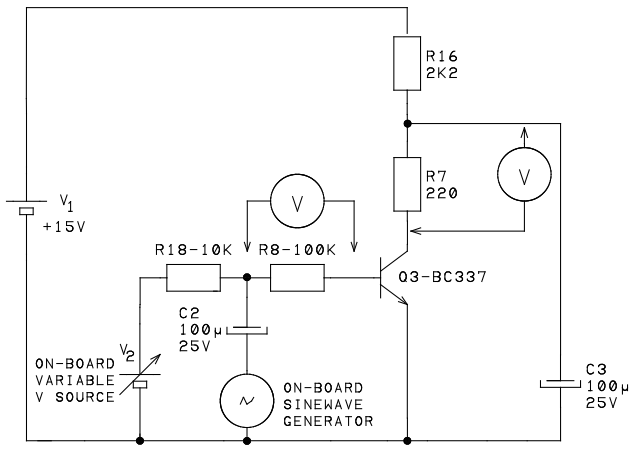


FIG.22 - SETUP TO MEASURE THE h_{fe} PARAMETERS

E2C1F22

1.3.4 – Contre-réaction Sortie/Entrée h_{re}

La mesure de ce paramètre est effectuée avec le circuit de la Fig.23.

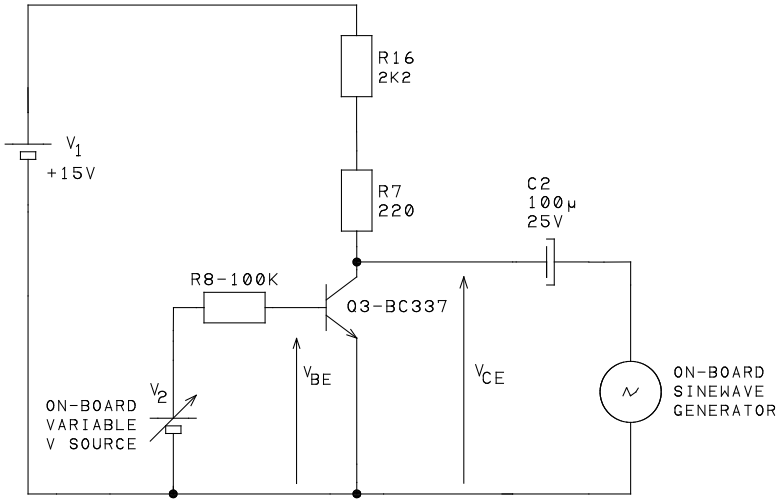


FIG.23 - SETUP TO MEASURE THE h_{re} PARAMETERS

E2C1F23

La tension V_{CE} est faite changer par le signal provenant d'un générateur sinusoïdal à 1Vpp, (=0.35Vrms), 1KHz environ.
Les variations résultantes de V_{BE} sont mesurées et le rapport est puis calculé par la formule:

$$h_{re} = \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right)$$

La mesure de h_{re} n'est en fait pas très facile à cause des petites valeurs des signaux.

2 – TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

2.1 – Caractéristiques de sortie d'un Transistor à Effet de Champ (FET)

La Fig. 1 montre un FET à canal N et des composants auxiliaires pour mettre en place un circuit permettant d'afficher les caractéristiques du FET sur l'oscilloscope.

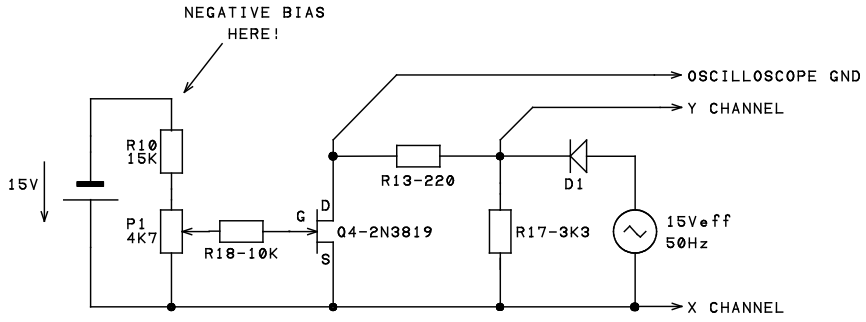


FIG.1 - SETUP TO DISPLAY THE FET CHARACTERISTICS

E2C2F1

Le fonctionnement du circuit de la Fig.1 est le même que pour le transistor bipolaire déjà utilisé, avec des différences évidentes à cause du fait qu'ici la polarisation du transistor est déterminée par une tension grille-source négative, plutôt que par un courant de base comme dans le cas du transistor bipolaire.

Une tension drain-source d'impulsion est obtenue par redressement d'une tension alternative (D1 et R17).
Le courant de Drain est mesuré par la chute de tension sur R13 (220Ω).
Le courant de D et les tensions D-S sont affichés simultanément sur les axes Y et X de l'oscilloscope. L'oscilloscope doit être utilisé dans le mode X-Y.
Puisque les deux canaux de l'oscilloscope ont la même masse, le seul câblage possible pour cet instrument est comme indiqué dans la Fig.1. A cause de cette contrainte la caractéristique du FET apparaît inversée sur l'écran de l'oscilloscope, par rapport à la représentation habituelle.

Noter que la Grille **DOIT ETRE POLARISE NEGATIVE** par rapport à la Source. Il y a des FET qui nécessitent une polarisation positive (MOSFET de puissance), mais ce n'est pas l'un d'eux.

Les résultats attendus sont montrés dans la Fig.2.

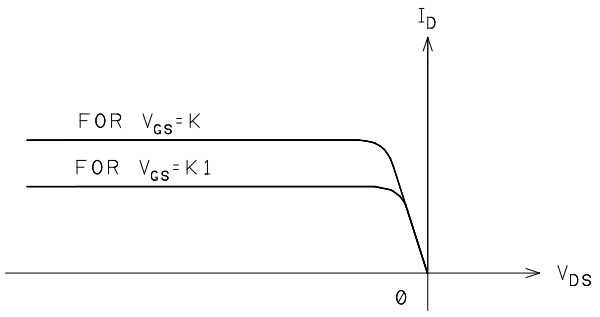


FIG.2 - EXPECTED RESULT OF THE EXPERIMENT

E2C2F2

2.2 – Amplificateur à FET

La Figure 3 montre le circuit à l'étude.

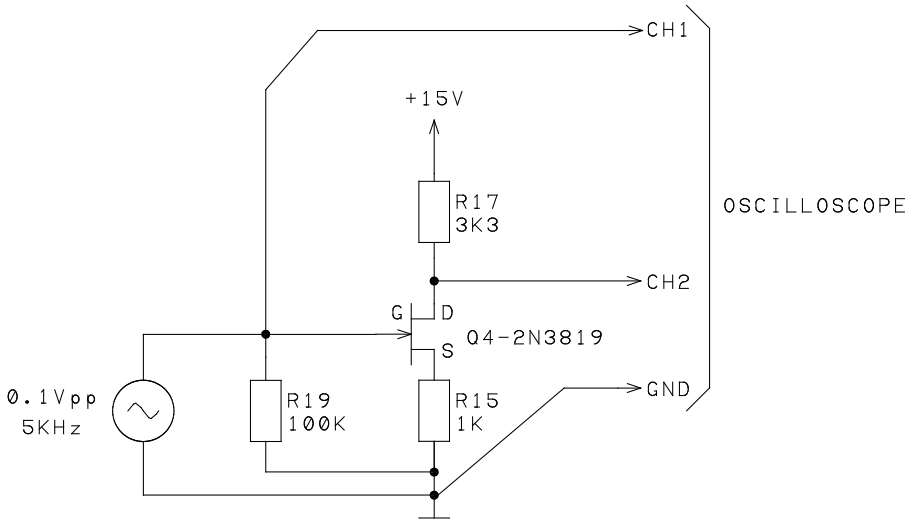


FIG.3 - THE FET AMPLIFIER

E2C2F3

L'amplificateur est à auto-polarisation grâce à la résistance R15 dans le circuit de source.
Le courant Drain-Source génère une chute de tension sur R15 qui rend la source plus positive que la Grille, tenue à la masse (en c.c.). Cela est nécessaire pour polariser correctement l'amplificateur.

Appliquer une source de signal appropriée, par exemple une sinusoïde de 100mVpp, 1KHz. Afficheur à la fois les signaux d'entrée et de sortie sur l'oscilloscope à double trace.

Mesurer et enregistrer les valeurs crête à crête et calculer le gain par le rapport des deux.
Enfin comparer ce gain avec le gain attendu.

3 – TRANSISTOR DE PUISSANCE DARLINGTON

La Fig. 1 montre le schéma d'un amplificateur utilisant un transistor Darlington. Il s'agit de deux transistors, Q5-1 et Q5-2, dont le premier a l'émetteur connecté à la base du second.
Le courant de base de Q5-2 est égal au courant d'émetteur de Q5-1. Le gain en courant global de cette combinaison (courant d'émetteur de Q5-2 par rapport au courant de base de Q5-1) est égal au produit des gains en courant des deux transistors et est donc très élevé.
Les deux transistors Q5-1, Q5-2 et la diode D sont fabriqués sur une puce de silicium unique.
La diode D provient du lay-out de construction du transistor. Elle est parfois utilisée comme une diode flyback quand le Transistor Darlington doit commuter des charges inductives.

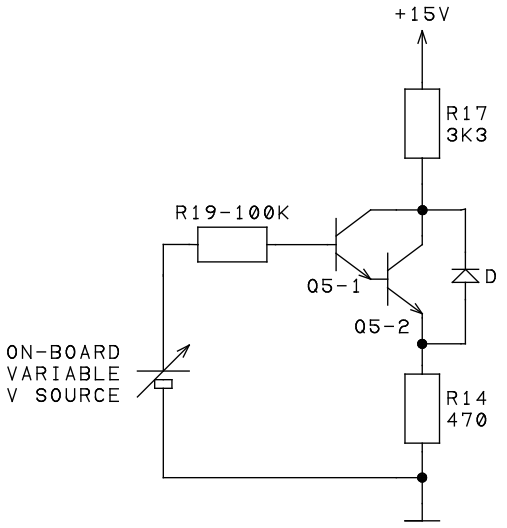


FIG.1 - THE DARLINGTON AMPLIFIER

E2C3F1

4 –TRANSISTOR MOSFET DE PUISSANCE

La Fig.1 montre un transistor MOSFET ayant une résistance de 150Ω comme charge dans son circuit de Drain.
Les caractéristiques principales des MOSFET de puissance sont les suivantes:

- Résistance d'entrée de Grille très élevée et une capacité d'entrée relativement élevée. Le circuit grille-source est souvent considéré comme équivalent à un condensateur pur.
- Le dispositif conduit pour les valeurs positives des tensions grille-source. Puisque l'utilisation du MOSFET de puissance est comme un interrupteur d'alimentation, on applique à la grille en général une tension de +10 à +20V pour saturer l'interrupteur ou de 0 à –20V pour le couper.
- La tension drain-source à la saturation est remarquablement faible (typiquement de 0.1 à 0.3 V), ce qui aide à maintenir bas le gaspillage de puissance sur le dispositif.
- La diode entre Source et Drain est une diode "parasite" résultant de la construction. Elle n'a pas en général des caractéristiques de flyback excellentes pour les charges inductives et pourtant une diode rapide externe est ajoutée en parallèle lorsque c'est le cas.

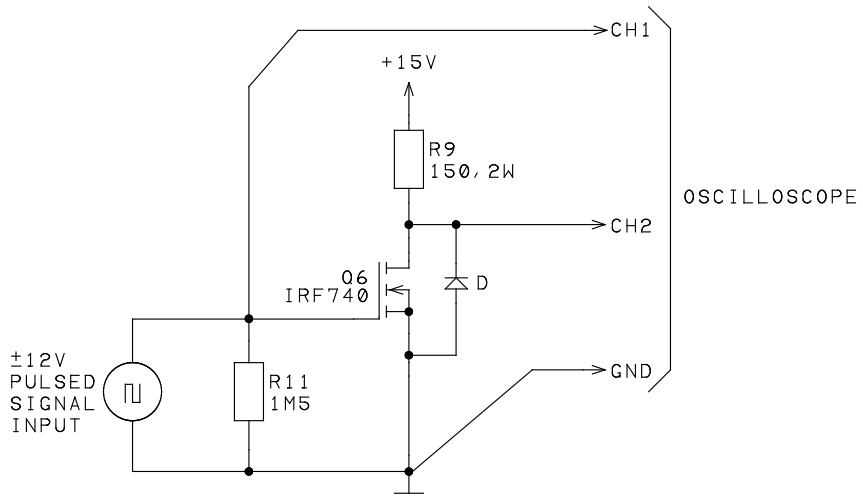


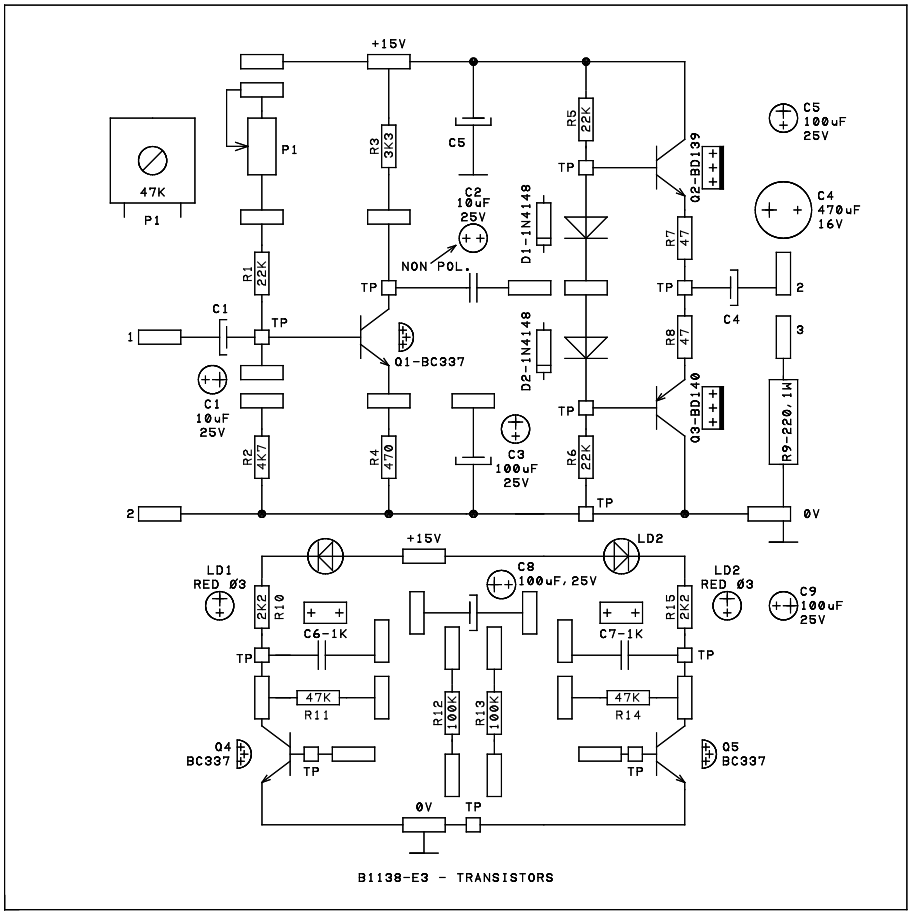
FIG.1 - TEST LAYOUT FOR THE POWER MOSFET

E2C4F1

Le MOSFET de puissance peut être expérimenté en appliquant une onde carrée de ±12V sur sa grille et en observant la tension drain-source à l'oscilloscope.

SECTION III – EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E3

Tous les composants sont nommés par les mêmes symboles tels qu'ils apparaissent dans le schéma et les arrangements expérimentaux de ce manuel. Afin de mettre en place une expérience, l'étudiant devra localiser chacun des composants de la carte, dans le schéma par son nom, puis effectuer les connexions nécessaires.
La disposition du circuit est montrée dans l'image ci-dessous.



FRONT VIEW OF THE B1138-E3 BOARD

E3BOARD

1 – AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS

1.1 – Vue d'ensemble

Pour tous les exercices et les expériences de ce chapitre on utilisera l'amplificateur à transistors montré dans la figure suivante, qui se trouve à bord de la carte B1138-E3.

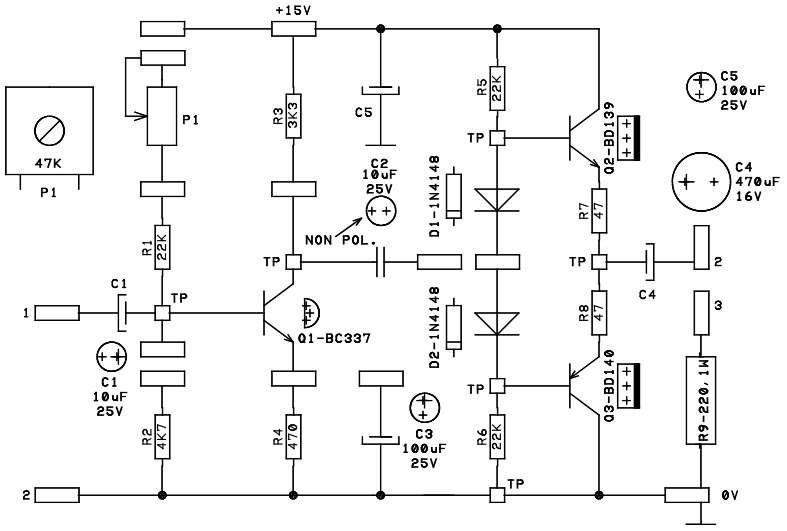


FIG.1 - THE TRANSISTOR AMPLIFIER MODEL

E3C1F1

Ce module permet les sujets d'étude suivants:

- Amplificateur à émetteur commun – Etablir le Point de polarisation
- Amplificateur à émetteur commun - Mesure de la Résistance d'entrée
- Amplificateur à émetteur commun - Mesure de la Résistance de Sortie
- Bande passante de l'Amplificateur à émetteur commun
- Etage de Puissance
- Fonctionnement de l'amplificateur de puissance – distorsion de croisement
- Mesure de la résistance de sortie
- Amplificateur à plusieurs étages

Le module comprend:

- Un amplificateur à transistor (Q1) qui peut être configuré comme un amplificateur à EMETTEUR COMMUN (CE) ou comme un amplificateur à COLLECTEUR COMMUN (CC). Le point de repos à courant continu peut être réglé au moyen de P1.
- Un étage de puissance composé d'une paire de transistors complémentaires, Q2 et Q3, qui peut être mis en cascade au premier étage d'amplification.

1.2 – Amplificateur à émetteur commun – Choix du Point de polarisation

Le but de cet exercice sera la mesure et la vérification du point de fonctionnement en courant continu de l'amplificateur à transistor (aussi appelé point de polarisation ou point de repos en courant continu). Le sens de Coupure et de Saturation sera également examiné, ainsi que l'influence du point de repos en courant continu sur l'étendue maximum du signal de sortie.

Câbler le circuit comme indiqué dans la Fig.2, puis procéder comme suit:

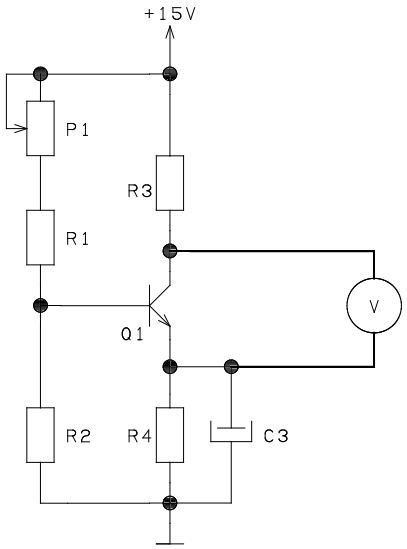


FIG.2 - SETUP TO STUDY THE DC BIASING OF THE CE AMPLIFIER

E3C1F2

– Régler P1 autour de sa position médiane. Voir la modification conséquente de V_C. Cela se produit puisque P1 change le courant de base de Q1 et à son tour les courants d'émetteur et de collecteurs ($I_E \sim I_C = h_{fe}.I_B$).
Un courant de collecteur variable détermine une chute de tension variable aux bornes de la résistance de charge R3.

– Déplacer P1 à ses positions extrêmes, correspondant à la saturation ($V_{CE}=0$) et à la coupure ($V_{CE}=V_{CC}$).
Commencer avec la coupure:
Mesurer V_{CE} et la chute de tension aux bornes de R3. Ce dernier chiffre devrait être très faible, ce qui signifie que seulement un courant négligeable circule dans le transistor bloqué.
Marquer le point de coupure sur le graphique de la Fig.3, représentant la caractéristique du transistor.

– Déplacer P1 pour atteindre la saturation.
Mesure V_{CE}, puis la chute aux bornes de R3 et à partir de ces valeurs calculer le courant de saturation.
Marquer ce second point sur le graphique de la Fig.3 (point de saturation).

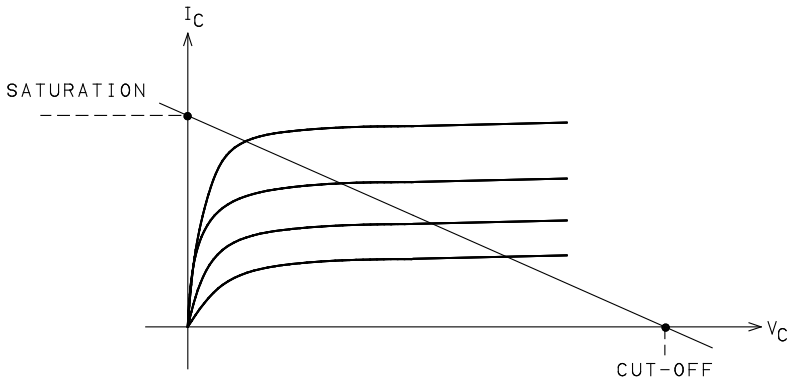


FIG. 3 - DRAWING THE LOAD LINE FOR THE TRANSISTOR AMPLIFIER

E3C1F3

– Tracer une ligne droite entre les deux points marqués sur la Fig.3. C'est la Ligne de Charge Statique de l'amplificateur à transistors.

– Régler P1 à une position intermédiaire, de manière à avoir une V_{CE} d'environ 15V/2. Ne déplacez pas P1 pour le reste de l'exercice.
Mesurer V_{CE} à nouveau et la chute de tension sur R3, puis calculer Ic. Tracer ce nouveau point sur le même graphique de la Fig.3. Le point devrait se situer sur la ligne précédemment tracée.

– Mesurer la tension aux bornes de R2 et aux bornes de R4. Vérifier que les deux diffèrent par environ 0.5 à 0.7V. Ceci est la chute aux bornes de la jonction Base-Emetteur polarisée directement.

– Changer le câblage du module (Fig.4) en connectant un générateur d'onde sinusoïdale, environ 20mVpp, 10KHz à l'entrée de base, tout en surveillant le signal de collecteur par l'oscilloscope.

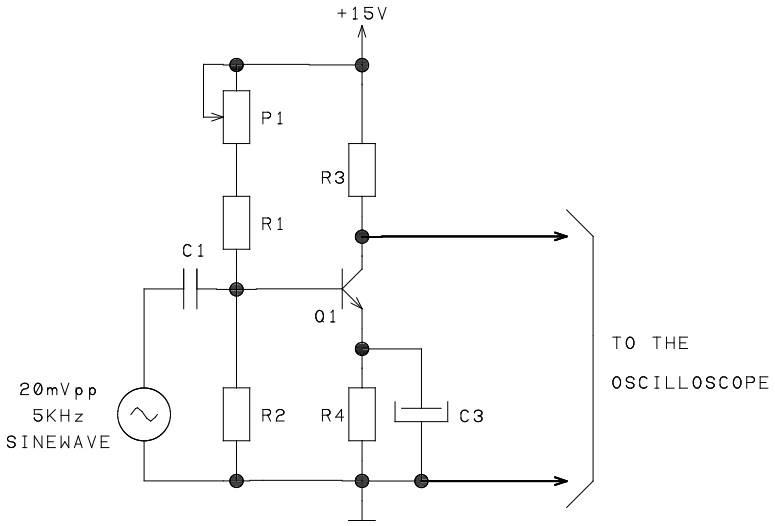


FIG.4 - SETUP TO STUDY THE OUTPUT SIGNAL SWING

E3C1F4

Régler l'amplitude d'entrée jusqu'au point où le signal de sortie apparaît comme dans la Fig.5A ou 5B, c'est à dire une sinusoïde limitée inférieurement (saturation) ou supérieurement (coupure).

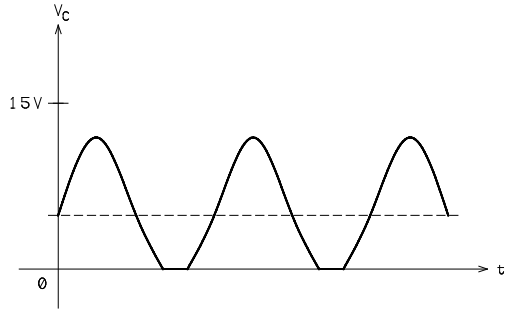


FIG.5A - DC BIAS POINT TOO NEAR TO SATURATION (EXAMPLE)

E3C1F5A

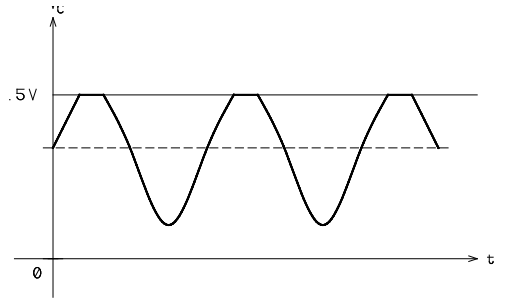


FIG.5B - DC BIAS POINT TOO NEAR TO CUT-OFF (EXAMPLE)

E3C1F5B

– Ajuster P1 et le niveau d'entrée jusqu'au point où le signal de sortie apparaît comme une sinusoïde sans distorsion d'amplitude maximum. Retirer le générateur et déterminer le nouveau point de polarisation c.c. de la Fig.3. C'est le point de fonctionnement qui permet la plus grande étendue du signal de sortie.
  Expliquer cela.

– Mesurer l'amplitude du signal d'entrée et de sortie avec l'oscilloscope. Calculer de ces chiffres le Gain en Tension de l'amplificateur.

1.3 – Amplificateur à émetteur commun, Mesure de la Résistance d'Entrée

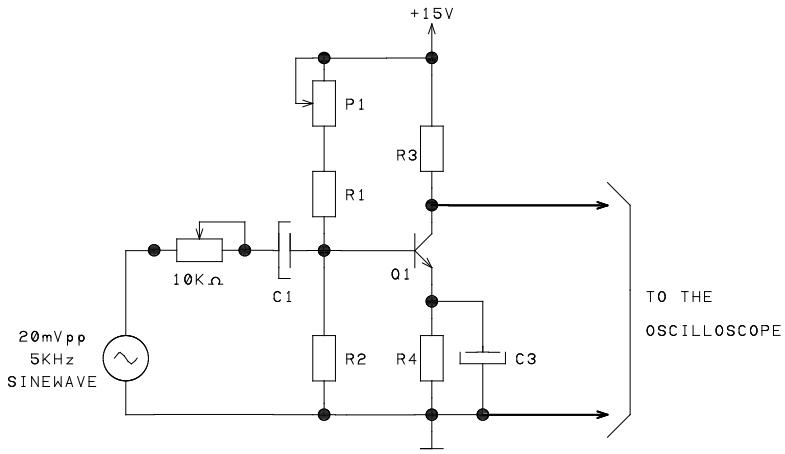


FIG.6 - SETUP TO DETERMINE THE INPUT RESISTANCE OF THE CE AMP.

E3C1F6

La configuration utilisée pour cet exercice est montrée dans la Fig.6.

Essentiellement la différence avec la Fig.4 est que nous avons maintenant une résistance de 10KΩ variable placée en série avec le générateur qui fournit le signal à l'entrée de base. La résistance variable (potentiomètre) n'est pas disponible sur la carte B1138-E3 et doit être prévue à l'extérieur.

Le principe de la mesure est le suivant:

- La résistance variable de 10KΩ Rv est initialement fixée à 0 (court-circuit). Le générateur est réglé pour une sinusoïde de 10KHz et l'amplitude est ajustée pour avoir une sinusoïde sans distorsion de, disons, 5Vpp à la sortie.

- La résistance variable de 10KΩ Rv est lentement augmentée de sa valeur initiale nulle, à un point où le signal de sortie de l'amplificateur est réduit de moitié. Cela se produit parce-que le signal d'entrée est également réduit de moitié (voir Fig.7), c'est à dire Rv = Ri.

Formattati: Elenchi puntati e numerati

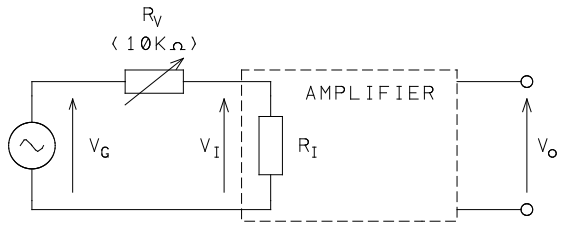


FIG.7 - DETERMINATION OF THE INPUT RESISTANCE FOR THE CE AMPLIFIER

E3C1F7

- L'alimentation est coupée, la résistance variable de 10KΩ est déconnectée du circuit et mesurée avec un ohmmètre.
  Cette valeur est égale à l'impédance d'entrée de l'amplificateur (voit la Fig.7).

Tout en procédant avec le travail pratique, notez les points suivants:

- Choisir une valeur élevée (10KHz) pour la fréquence afin que C1 se comporte en effet comme un court-circuit pour le signal alternatif.

- Le gain de l'amplificateur est élevé; le générateur doit donc être réglé pour délivrer un signal faible (de 10 à 50mVpp devrait suffire).

1.4 – Amplificateur à émetteur commun – Mesure de la Résistance de Sortie

Le principe de cette mesure est similaire à celui du cas précédent. Se référer à la Fig. 8, qui montre la configuration, et à la Fig.9 qui montre le schéma équivalent.

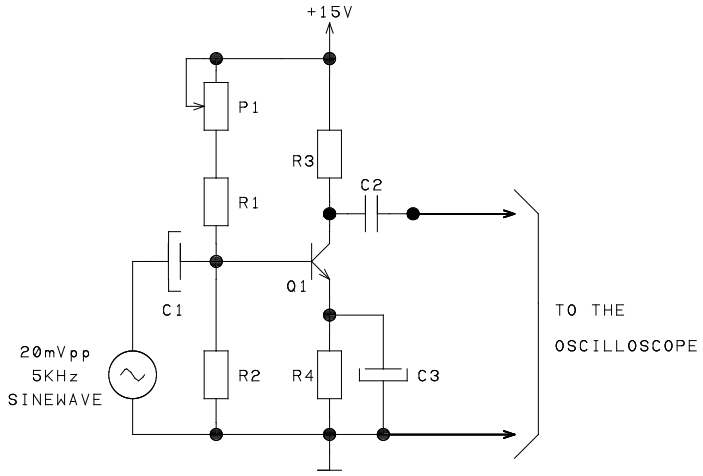


FIG.8 - MEASUREMENT OF THE OUTPUT RESISTANCE

E3C1F8

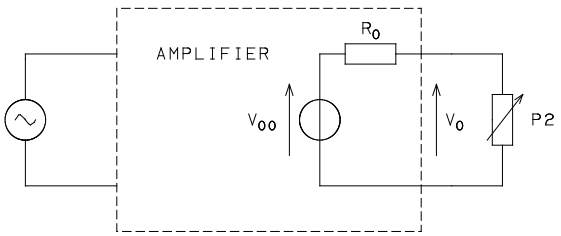


FIG.9 - THE PRINCIPLE OF THE MEASUREMENT:
WHEN $V_0 = 1/2V_{00}$, THEN $P2 = R_0$

E3C1F9

– Une sinusoïde de 10KHz est utilisée comme signal d'entrée. Son amplitude est réglée à une valeur commode pour avoir une sortie de, par exemple, 5Vpp. Il devrait en résulter un signal d'entrée de 15 à 40mVpp.

– Une résistance variable de 10KΩ (trimmer ou potentiomètre), est puis connectée en tant que charge, isolé du courant continu par C2.
Le trimmer est réglé au point où l'amplitude du signal diminue de moitié (sans changer le niveau du signal d'entrée).
Dans ces conditions le trimmer a une résistance égale à la résistance de sortie de l'amplificateur.

– Débrancher le trimmer et mesurer le avec un ohmmètre.

1.5 – Bande passante de l'Amplificateur à Emetteur Commun

Les condensateurs C1 et C3 dans le schéma de la Fig.10 sont les soi-disant "capacitances série". Ils sont responsables de l'abaissement du gain quand la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur est si faible que la réactance n'est plus négligeable.

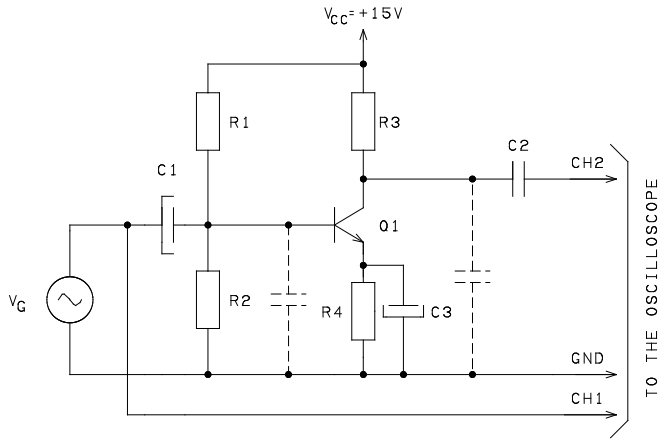


FIG.10 - RECORDING OF THE BANDPASS CHARACTERISTIC

E3C1F10

N'oubliez pas qu'en effet C1 et C2 apparaissent pratiquement comme des court-circuits dans l'intervalle de fréquence dans lequel l'amplificateur est conçu pour fonctionner.

C3 a aussi un effet de réduction du gain aux fréquences pour lesquelles C3 peut être considéré un circuit ouvert; le gain devient, suivant la théorie, A_V = R3/R4.

A l'extrémité supérieure de la gamme de fréquences de l'amplificateur, le gain est limité par les soi-disant "capacités parallèle", c'est à dire la capacité parasite Base-Emetteur et Collecteur-Emetteur, ainsi que les capacités distribuées du circuit.

Pour un amplificateur comme celui à l'étude toutefois la fréquence limite supérieure de fonctionnement peut être de plusieurs dizaines de MHz et donc pas très pratique à mesurer par des néophytes. Pour en tenir compte, un condensateur de faible valeur a été ajouté entre le collecteur et la masse, sur l'arrière du circuit et pas montré dans le schéma. Ce condensateur simule une plus grande capacité parasite pour le circuit et abaisse le point de coupure supérieur à des valeurs plus commodes.

L'enregistrement de la caractéristique de la bande passante doit être exécuté comme suit:

– Connecter un générateur sinusoïdal à l'entrée de l'amplificateur et l'oscilloscope double trace avec une sonde à l'entrée et l'autre à la sortie.

– Régler le générateur pour une sinusoïde de 10KHz et un niveau suffisant pour donner une sortie de 5Vpp.
  Mesurer et enregistrer cette amplitude du signal d'entrée, qui doit être maintenue inchangée pour toute l'expérience.

– Abaisser la fréquence par étapes appropriées. A chaque étape vérifier le niveau d'entrée et réajuster le à la valeur originale si nécessaire, puis mesurer et enregistrer l'amplitude de sortie.

– Arrêtez-vous lorsque le signal tombe à 1Vpp du 5V d'origine.

– Répéter pour l'intervalle au-dessus de 10KHz, jusqu'au moment où la tension de sortie retombe au-dessous de 1Vpp.

– Tracer les résultats sur un papier logarithmique, avec l'axe des fréquences en horizontal.
  Marquer les points de coupure à -3dB sur le graphique, qui sont les points où le gain devient 0.703 fois la valeur de centre-bande (voir Fig.11).

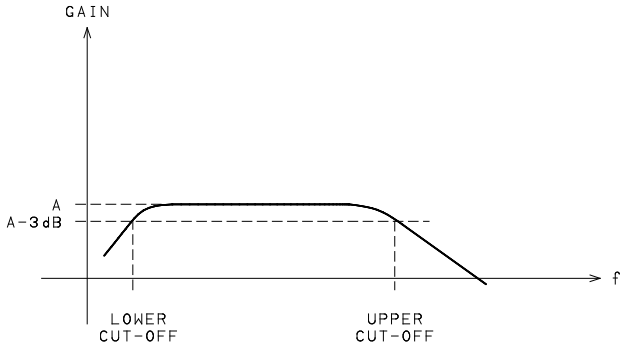


FIG.11 - EXPECTED RESULTS FOR THE EXPERIMENT

E3C1F11

1.6 –Etage d'amplification de puissance

L'amplificateur de puissance de la carte B1138-E3, illustré dans la Fig.12, utilise une paire de transistors complémentaires, Q2 et Q3 polarisés pour le fonctionnement en Classe B.
Les résistances R5 et R6 laissent circuler un courant dans les diodes D1 et D2, qui sont donc directement polarisées.
Quand aucun signal alternatif n'est appliqué à l'entrée de l'amplificateur (milieu de D1, D2), les transistors Q2 et Q3 sont pratiquement maintenus à leur point de coupure.
Quand un signal d'entrée est appliqué, par exemple une sinusoïde, chacun des transistors PNP/NPN conduit pour la fraction négative/positive du cycle de courant alternatif, de manière à fournir à la charge un signal qui est une copie de l'entrée.

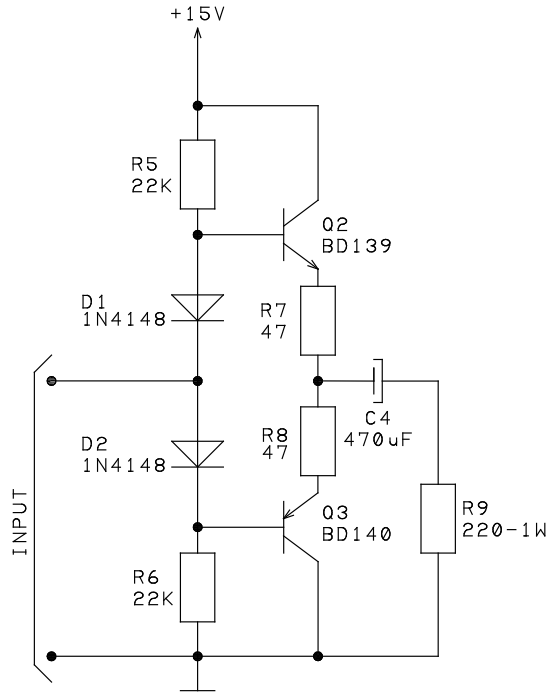


FIG.12 - THE POWER AMPLIFIER

E3C1F12

1.7 – Fonctionnement de l'amplificateur de puissance – distorsion de croisement

- La résistance R9-220Ω est connectée comme charge
- Un signal sinusoïdal, réglable en amplitude jusqu'à au moins 15Vpp, est appliqué à l'entrée.
- Le condensateur Cgen montré dans le schéma est en effet fourni à l'intérieur du générateur de l'unité didactique.
- L'oscilloscope est connecté avec CH1 qui affiche le signal d'entrée et CH2 qui affiche le signal de sortie.
- Appliquer l'alimentation +15V et régler la sinusoïde d'entrée à un niveau initial de 2Vpp.
- Etudier les performances de l'amplificateur avec une attention particulière au point où une demi-onde est commutée en une de polarité opposée, c'est à dire le point où la Distorsion de Croisement survient.
- Avec un petit morceau de fil placer un court-circuit entre les bornes de base des deux transistors. Cela modifie le fonctionnement en classe B en un fonctionnement en Classe C, ce qui augmente sensiblement la distorsion de croisement.

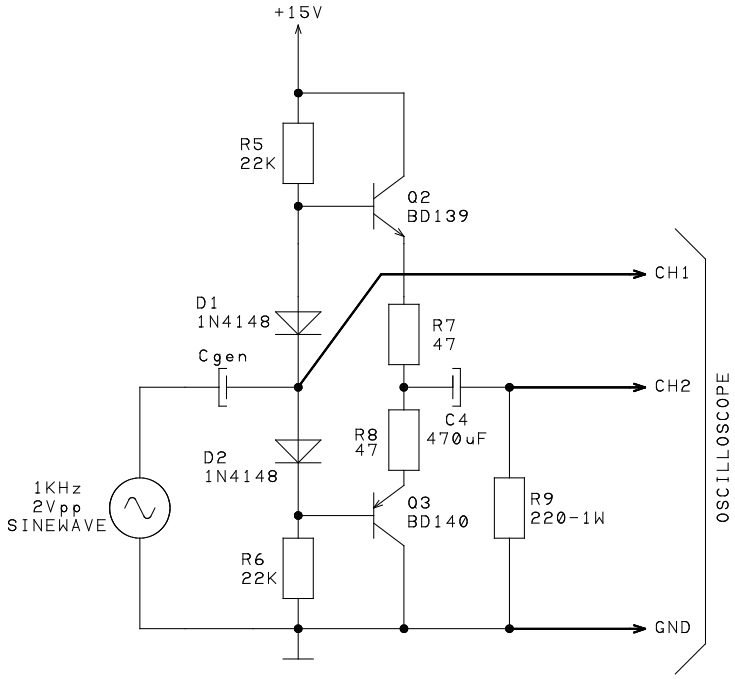


FIG.13 - TEST SETUP FOR THE POWER AMPLIFIER

E3C1F13

1.8 – Mesure de la Résistance de sortie

- Avec la configuration de la Fig.13 régler l'entrée pour environ 2Vpp, 1KHz
- Débrancher la résistance R9-220Ω et mesurer la valeur de crête à crête da la tension de sortie à vide (V_{NL})
- Connecter la résistance R9-220Ω et mesurer la valeur de crête à crête de la sortie chargée (V_L)
- Calculer la chute de tension sur la résistance de sortie R_O de l'amplificateur (voir Fig.14) comme différence entre V_{NL} - V_L
- Calculer la résistance de sortie R_O de l'équation suivante, à résoudre pour R_O

$$V_L = R9 \cdot \frac{V_{NL} - V_L}{R_O}$$

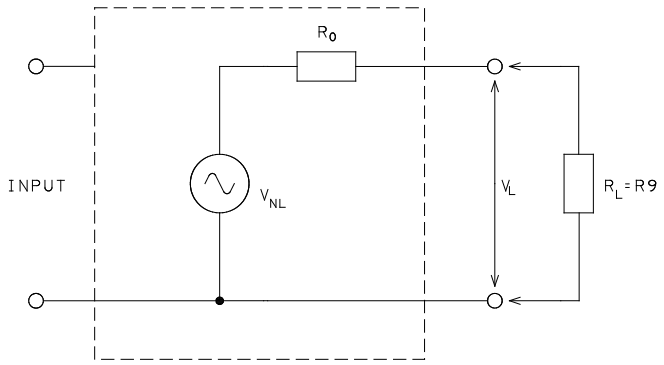


FIG.14 - EQUIVALENT CIRCUIT OF THE POWER AMPLIFIER TO MEASURE THE OUTPUT IMPEDANCE

E3C1F14

1.9 – Amplificateurs à plusieurs étages

Dans la plupart des applications pratiques les exigences de impédance d'entrée, gain, bande passante, impédance de sortie ne peuvent pas être satisfaites par un étage d'amplification unique.
Il est pourtant habituel de concevoir des amplificateurs à plusieurs étages dans lesquels chaque étage est conçu pour exécuter une fonction spécifique.

L'étage d'entrée est d'habitude conçu pour adapter correctement l'impédance de la source. L'étage (étages) central vise à effectuer l'amplification de tension nécessaire. L'étage de sortie est d'habitude conçu pour l'adaptation à la charge.
Il n'y a aucune procédure générale à suivre lors de la conception d'un amplificateur à plusieurs étages, toutefois il y a quelques règles simples comme les suivantes:

- Le gain total d'un amplificateur à plusieurs étages est le produit des gains de chaque étage.
- La bande passante d'un amplificateur à plusieurs étages est toujours plus étroite que celle de chaque étage.
- Le produit Bande passante/Gain d'un amplificateur à plusieurs étages est substantiellement une constante donnée par les composants (transistors) choisis.
  Le même amplificateur peut donc être réglé pour le gain maximum ou pour la bande passante maximale, mais pas pour les deux. Tout cas pratique devra être considéré séparément.

Ce modèle didactique comprend deux étages d'amplification à transistor qui peuvent être interconnectés. La caractéristique résultante de l'amplificateur à deux étages (Fig.15) devrait être étudiée et examinée par l'étudiant avec la procédure déjà suivie pour étudier le cas d'un étage unique.

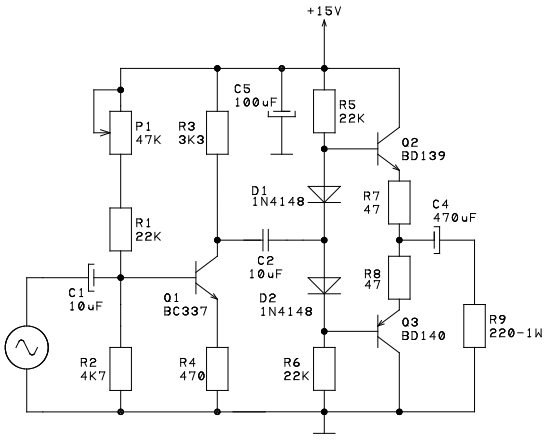


FIG.15 - THE DUAL STAGE AMPLIFIER

E3C1F15

Note: Un condensateur bypass (C3, non montré dans la Fig.15), peut être connecté en parallèle à R4 pour augmenter le gain de l'amplificateur ou peut être laissé débranché. Les deux cas doivent être examinés.

2 - MULTIVIBRATEURS A TRANSISTORS

2.1 - Circuit bistable

La Fig.1 montre les principes du circuit bistable.

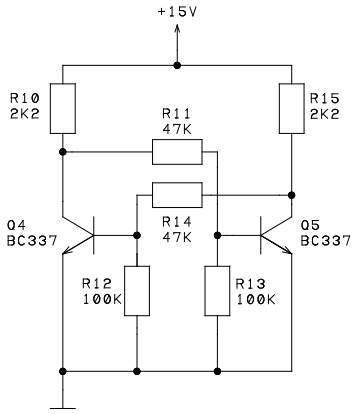


FIG.1 - BASIC BISTABLE CIRCUIT CONFIGURATION

E3C2F1

Le bistable est constitué d'un amplificateur à double étage, couple en continue, dont la sortie est ramenée sur l'entrée du premier étage. Le déphasage de 180° introduit par chaque étage fait que le signal ramené en entrée est déphasé de 360° par rapport à l'entrée, ce qui fait que la contre réaction est positive.

Si les conditions de polarisation en continu (à analyser) sont correctes, l'un des deux étages doit être en saturation (état ON) et l'autre à l'état de blocage (état OFF). Pendant que l'un des étages est à l'état ON l'autre se trouve à l'état OFF. Ce circuit possède donc deux états et pour cela, on l'appelle un BISTABLE.

La première partie d'expérimentation consiste en le montage du circuit de la fig.1 et à essayer sa capacité de bistable.

- A la mise sous tension, l'un des étages passe à l'état ON (saturé) de façon aléatoire. L'autre se met alors à l'état OFF.
- Mesurer avec un voltmètre (ou un oscilloscope) la tension de collecteur (par rapport à la masse) de chacun des étages.
- Mesurer la tension de base de chacun des étages.
- Calculer le courant de collecteur et de base de chaque transistor.
- Vérifier que les résultats trouvés sont cohérents. En particulier vérifier que chaque transistor est bloqué par la tension basse du collecteur de l'autre transistor et ce dernier est mis en conduction par la tension de base élevée fournie par le premier.

- Brancher l'une des extrémités d'un cordon à la masse (GND) et toucher brièvement avec l'autre extrémité le collecteur du transistor bloqué (ou la base de l'autre). L'état des deux transistors change alors.
- Répéter l'opération tant que vous le désirez pour bien comprendre le mécanisme de commutation.

2.2 – Bistable avec capacités d'accélération

La contre réaction positive permettant au bistable de base de commuter d'un état à l'autre peut être renforcée pour permettre des transitions plus rapides en rajoutant des capacités d'accélération comme indiqué en fig.2

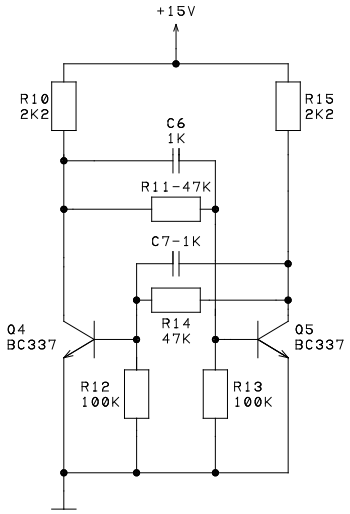


FIG.2 - BISTABLE WITH SPEED-UP CAPACITORS

E3C2F2

2.3 – Fonctionnement du circuit bistable en mode bascule

Il a déjà été expérimenté qu'une brève impulsion à la masse appliquée au collecteur du transistor bloqué ou à la base de celui qui est saturé permet au circuit de passer à l'état complémentaire.
Si elle est appliquée au collecteur, l'impulsion n'a pas besoin d'atteindre une tension nulle, mais d'atteindre un niveau suffisamment bas sur la base de l'autre transistor pour permettre de le bloquer.
Cette affirmation peut être mise en équation, pour calculer l'amplitude minimale de l'impulsion. Dans tous les cas, pour avoir une commutation propre (sure), l'impulsion doit être de sens négatif, étroite et ample.

La Fig.3 montre comment générer des impulsions avec les caractéristiques requises. Ce qui est réalisé par les diodes D3 et D4, et les composants R16, R17, C10 et PB.
Noter que ces composants ne sont pas présents sur la carte B1138-E3. Ils doivent être ajoutés à l'extérieur à l'aide de la plaque sans soudures de l'unité didactique.

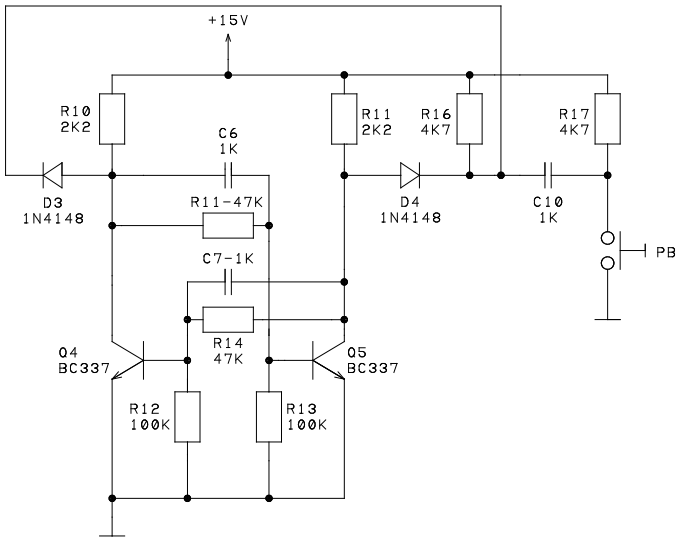


FIG.3 - THE BISTABLE TOGGLE OPERATION

E3C2F3

Le Fonctionnement de ce circuit est le suivant:
Les diodes D3 et D4 appliquent l'impulsion au transistor bloqué.
Les impulsions sont générées suivant une pression sur le bouton poussoir PB : la capacité C10 est initialement déchargée, et se charge à travers R16. Ce qui génère une impulsion de déclenchement pour D3 et D4.
Quand PB est relâché, C10 se décharge à travers R16 et R17 et un nouveau cycle est prêt.

Réalisez une étude fonctionnelle du basculement du circuit en explorant les formes d'onde aux divers points du circuit avec l'oscilloscope, quand le Bouton Poussoir est actionné à plusieurs reprises.
Le générateur de signaux carrés du pupitre peut être utilisé au lieu du PB pour produire des impulsions répétées.
Le générateur devrait être réglé uniquement pour impulsions positives d'amplitude de 0 / +15V.

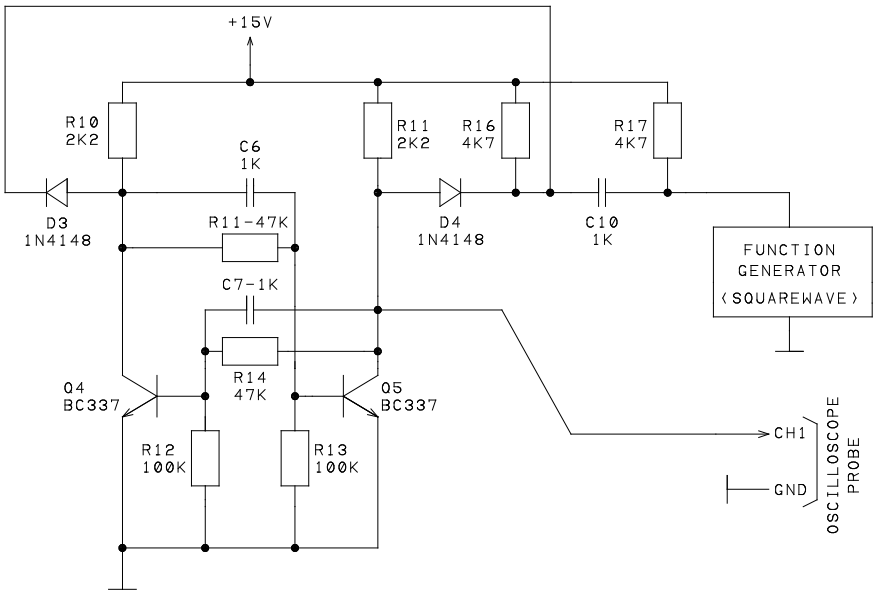


FIG.4 - THE BISTABLE AS A FREQUENCY DIVIDER (BY 2)

E3C2F4

Régler la fréquence de répétition à la valeur plus basse permise par le générateur, pour laisser que le générateur d'impulsions puisse récupérer (C10 à décharger) après chaque fonctionnement.

On notera que ce circuit fonctionne comme un diviseur de fréquence (par 2) de la fréquence d'entrée.

2.4 – Circuit astable

La Fig. 5 montre le principe du circuit astable: les deux transistors sont polarisés dans leur région de conduction.

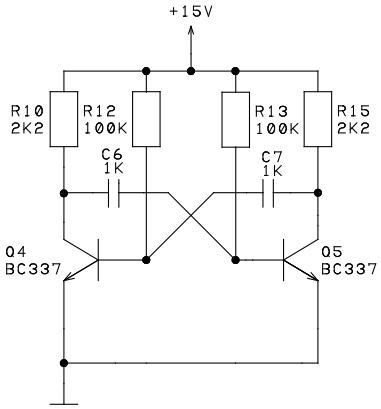


FIG.5 - BASIC ASTABLE CIRCUIT

E3C2F5

La situation des deux transistors en conduction est cependant instable. Une fluctuation aléatoire du courant de fuite de transistor peut déranger la situation et mener à la saturation de l'un des deux transistors et au blocage de l'autre.

Après cette phase, l'une des deux capacités maintenant un transistor à l'état bloqué (par exemple C7 maintenant Q4 bloqué) tend à se décharger à travers la résistance de polarisation de base R12 jusqu'au point où Q4 se met en conduction et l'opération de basculement est répétée.
La tension de collecteur de n'importe lequel de ces deux transistors apparaît comme un signal carré. Ce circuit utilisé souvent comme générateur de signal.

2.5 – Circuit Monostable

La Fig. 6 montre le principe du circuit monostable à expérimenter.

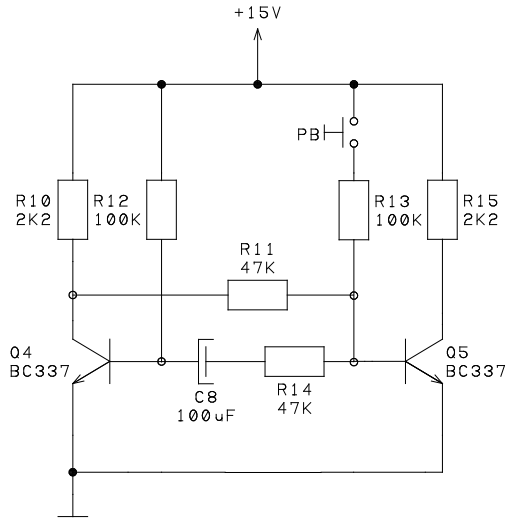


FIG.6 - MONOSTABLE CIRCUIT

E3C2F6

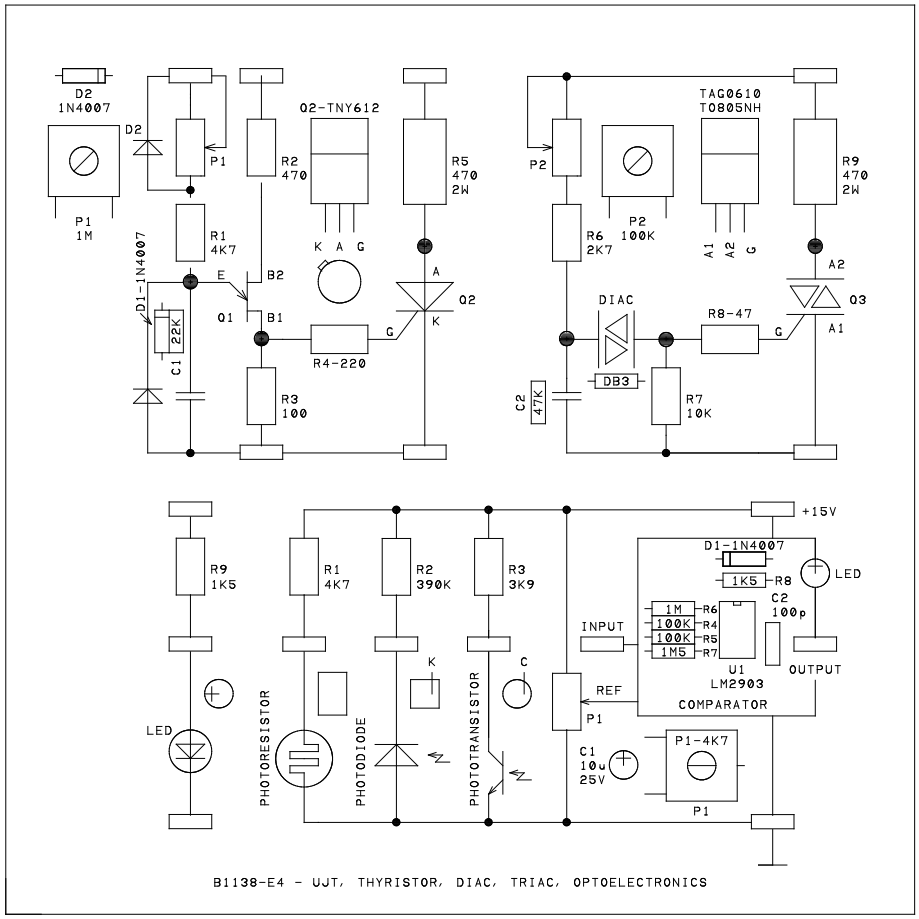
En condition normale, Q4 conduit grâce à R12 qui lui fournit le courant de base. Le collecteur de Q4 est à une tension basse, ce qui maintient Q5 bloqué au moyen de R11.

Quand le bouton est pressé, Q5 va en conduction et sa tension de collecteur descend d'env. 15V à env. 0V.
Cette transition négative est ressentie par la base de Q4, à travers R14 et C8. En conséquence, le collecteur de Q4 monte d'environ 0V à 15V, et cela renforce la conduction de Q5.
Comme le temps passe, C8 tend à se décharger jusqu'au point où Q4 n'est plus tenu à la coupure. La tension de collecteur de Q4 tend à baisser et ceci porte Q5 en état de coupure.
Quand enfin PB est libéré, la situation revient à l'état initial.

Noter que PB n'est pas monté sur la carte et est donc à prévoir en externe.
En alternative un morceau de fil avec les extrémités dénudées peut être utilisé à la place.

SECTION IV – EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E4

Tous les composants sont nommés par les mêmes symboles tels qu'ils apparaissent dans le schéma et les dispositions pratiques ce manuel. Afin de mettre en place une expérience, l'étudiant devra localiser chacun des composants de la carte, dans le schéma par son nom, et ensuite faire les connexions nécessaires.
La disposition du circuit est montrée dans l'image ci-dessous.



FRONT VIEW OF THE B1138-E4 BOARD

38C1F0

1 – SCR AND UJT

1.1 – Vue d'ensemble

La Fig.1 montre le schéma du module didactique avec le SCR et UJT. Ce module didactique se trouve sur la carte B1138-E4.

Les sujets d'étude permis pour ce module sont:

- Le transistor unijonction
- Le SCR
- Contrôle de puissance c.a. avec SCR

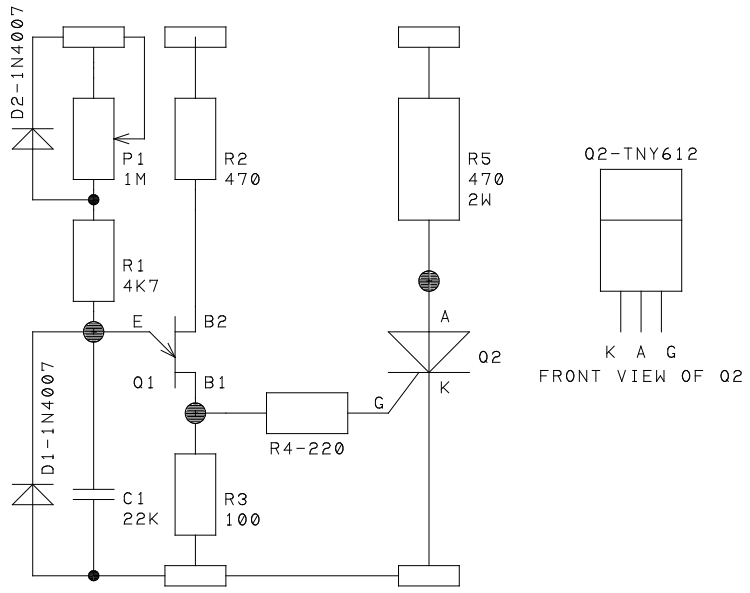


FIG.1 - OUTLINE OF THE MODULE

38C1F1

1.2 – Le transistor Unijonction

Le Transistor Unijonction (UJT) est un dispositif à 3 bornes principalement utilisé dans des applications concernant les appareils industriels et de contrôle de puissance.
Contrairement aux transistors ordinaires qui ont un Emetteur, une Base et un Collecteur, l'UJT a un Emetteur et deux Bases. La borne de commande est l'émetteur.
Quand la tension émetteur-B1 est zéro, l'UJT est bloqué et le circuit B1-B2 a une impédance élevée.

Quand la tension émetteur-B1 dépasse un certain seuil positif, la résistance interne entre E et B1 descend brusquement et le dispositif devient pratiquement un court-circuit entre E-B1 et B2-B1.

Comme un exemple d'application de l'UJT nous allons étudier le circuit oscillateur montré dans la Fig.2.

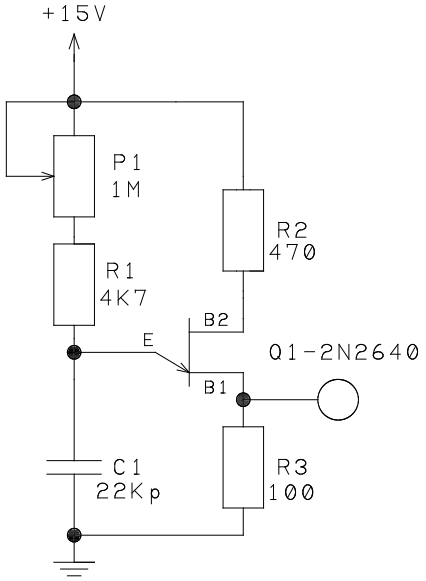


FIG.2 - OSCILLATOR WITH UNIJUNCTION TRANSISTOR
38C1F2

Le fonctionnement de l'oscillateur est le suivant:

– Supposons C1 initialement déchargé. Q1 est bloqué et aucun courant (pratiquement) ne circule dans le circuit B1-B2.

– C1 se charge à travers P1 et R1 jusqu'au point où la tension E-B1 atteint le seuil de déclenchement.

– L'UJT est allumé et B1-B2 pratiquement devient un court-circuit pour le temps pris par C1 à se décharger dans la jonction E-B1.
– Une fois C1 est déchargé, l'UJT est coupé et un nouveau cycle est lancé.

La Figure 3 montre le câblage pratique du circuit à tester. Les diodes D1 et D2 n'ont pas de fonction dans ce circuit d'application mais elles sont prévues pour une utilisation dans un essai suivant.

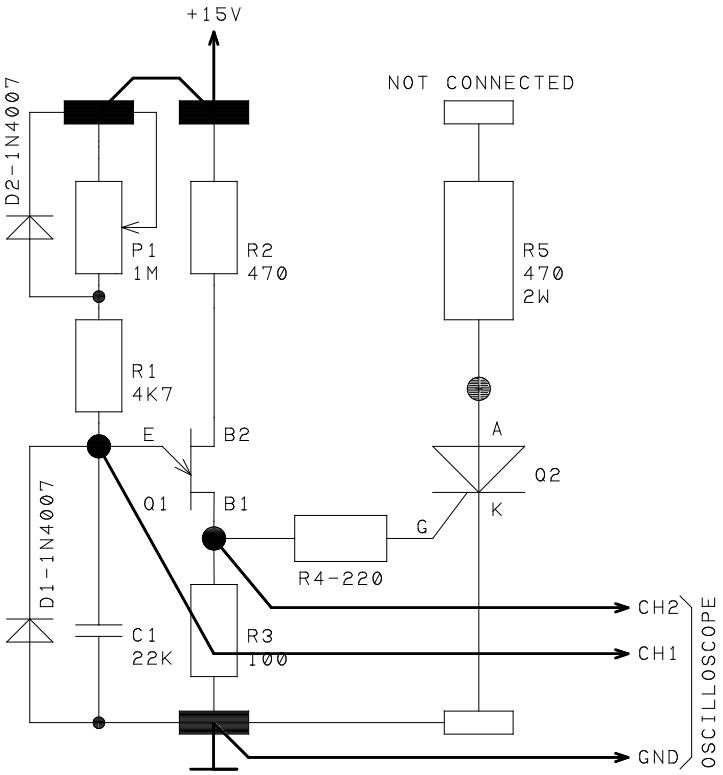


FIG.3 - PRACTICAL SETUP FOR THE TEST
38C1F3

– A l'aide de l'oscilloscope double trace examiner de près les formes d'onde au bornes E et B1 de l'UJT.
Dessiner les formes d'onde pour une utilisation dans une expérience suivante avec le SCR. Leur aspect devrait être comme montré dans la Fig.4.

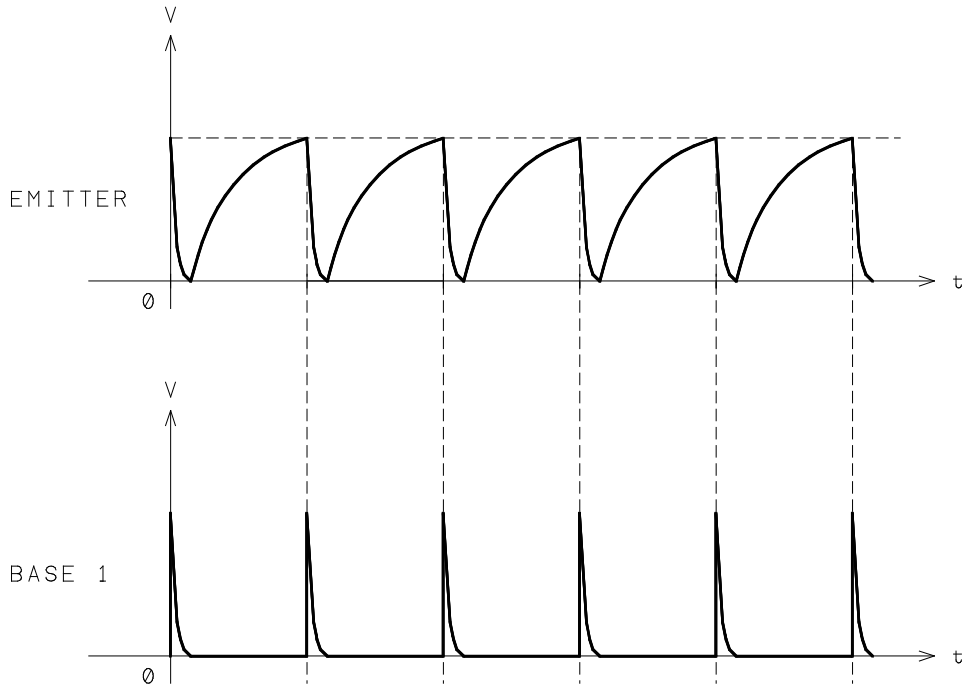


FIG.4 - WAVESHAPES FOR THE CIRCUIT OF FIG.1

38C1F4

1.3 – Le SCR

Le Redresseur au Silicium Commandé (SCR) est un dispositif à 3 bornes indiqué par le symbole de la Fig.5.

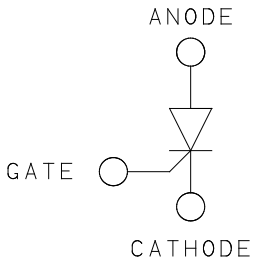


FIG.5 - THE SCR
38C1F5

L'Anode (A) et la Cathode (K) ont des fonctions similaires à celles d'une diode ordinaire, mais la conduction de l'anode à la cathode est contrôlée par les conditions électriques appliquées à la borne de la gâchette (GATE).

Pour faire fonctionner le SCR (conduction Anode-Cathode) une tension positive doit être appliquée entre A et K. La conduction n'aura pas lieu avant qu'une impulsion positive de Déclenchement (Firing) est appliquée entre Gâchette et Cathode.
Le SCR conduit brusquement et devient pratiquement un court-circuit pour le courant circulant de A à K.
Une fois allumé, le SCR ne peut pas être coupé sauf en interrompant le courant A-K, c'est à dire en supprimant la tension A-K.

Il y a plusieurs paramètres standards défini pour le SCR. Les plus couramment utilisés sont les suivants:

- Tension Anode-cathode de crête dans la condition OFF. Une tension plus élevée peut détruire le dispositif.

- Tension inverse Cathode-Anode de crête. Comme ci-dessus.

- Courant moyen de conduction directe maximale. Ce paramètre reflète essentiellement la capacité du dispositif à dissiper la chaleur générée par le courant de conduction.

- Courant de conduction directe de crête. Ce paramètre est souvent plusieurs fois le maximum du courant de conduction moyenne.

- Minimum courant de maintien: la valeur minimale du courant A-K pour maintenir l'état de conduction.

– Temps de commutation de la gâchette: la durée d'impulsion minimale pour assurer l'allumage du dispositif (d'habitude de l'ordre de microsecondes).

– Courant de commutation de la gâchette: le courant minimum pour la conduction du dispositif.

– Courant de gâchette de crête: maximum courant d'allumage.

– Tension Gâchette-Cathode de crête

– Tension inverse Gâchette-Cathode de crête.

1.4 – Contrôle de puissance c.a. avec SCR

La Figure 6 montre le schéma de ce circuit à l'essai.

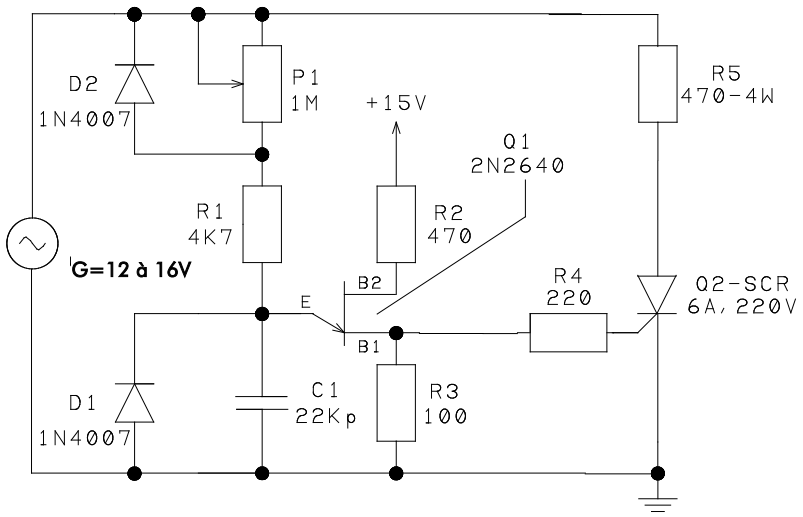


FIG.6 - CIRCUIT UNDER STUDY
38C1F6

Il s'agit d'un oscillateur UJT, déjà étudié, utilisé ici pour fournir des impulsions de déclenchement au SCR en phase avec la forme d'onde de l'alimentation alternative.

Le fonctionnement détaillé du système est le suivant:

- La tension alternative est appliquée à la charge (R5) et à travers elle à l'anode du SCR.

- Le c.a. est aussi appliqué au circuit de charge de C1. Pendant la demi-onde positive C1 se charge à travers P1 et R1.

- Q1 fournit une impulsion sur sa base 1 avec un retard (à cause du temps de charge de C1) sur le début de la demi-onde positive. Ce retard est réglable par P1.

- Pendant les demi-ondes négatives C1 est maintenu déchargé à travers D2 et R1.
  D1 simplement évite que C1 se charge dans la polarité inversée pendant les alternances négatives.

Le formes d'onde du circuit, observables à l'oscilloscope, sont montrées dans la Fig.7.

Noter que ce circuit est dimensionné pour fonctionner avec des tensions alternatives dans la gamme de 12 à 16V environ et ne fonctionne pas correctement pour tensions différentes.

Noter aussi que le Thyristor nécessite d'un certain courant de maintien pour s'allumer et maintenir la conduction, pourtant la forme d'onde observable montre des déviations pour des angles d'allumage très élevés (près de 180°) et très petits (près de 0°)

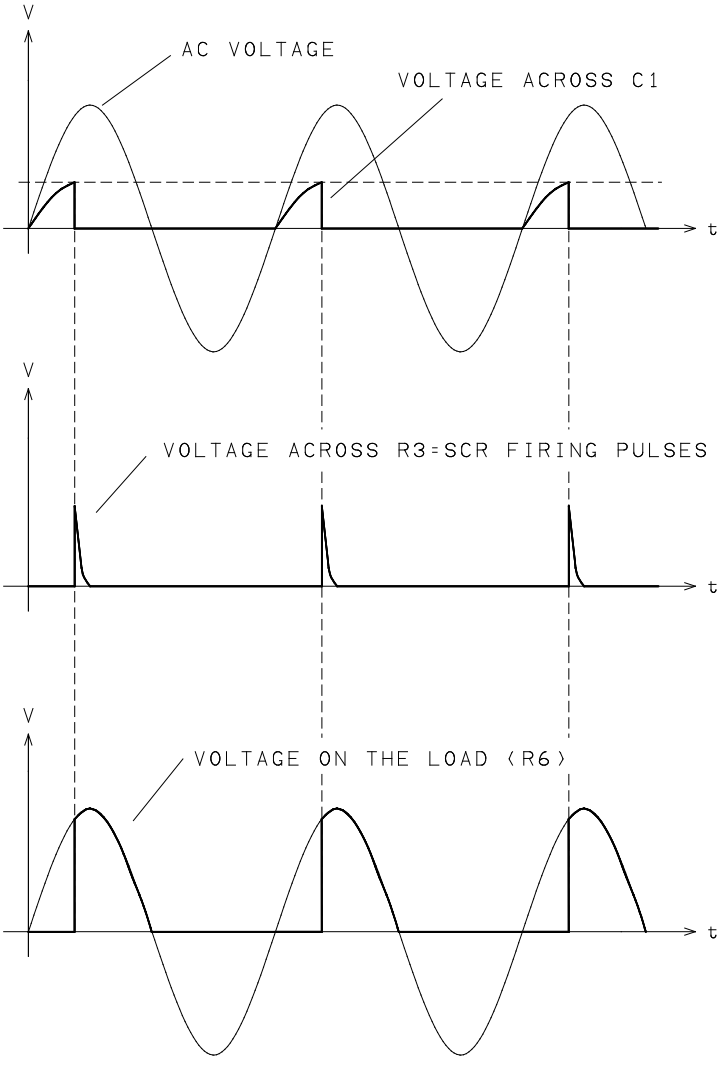


FIG.7 - WAVESHAPES OF THE CIRCUIT IN FIG.6
38C1F7

2 – DIAC AND TRIAC

2.1 – Vue d'ensemble

La carte B1138-E4 comprend un circuit pour démontrer et étudier les caractéristiques et les applications essentielles pour les dispositifs Diac et Triac. Plus précisément les sujets d'étude sont les suivants:

- La caractéristique du Diac
- La caractéristique du Triac
- Exemple d'application d'un Diac et un Triac dans un système de contrôle de puissance c.a.

Fig.1 montre le schéma du module didactique.

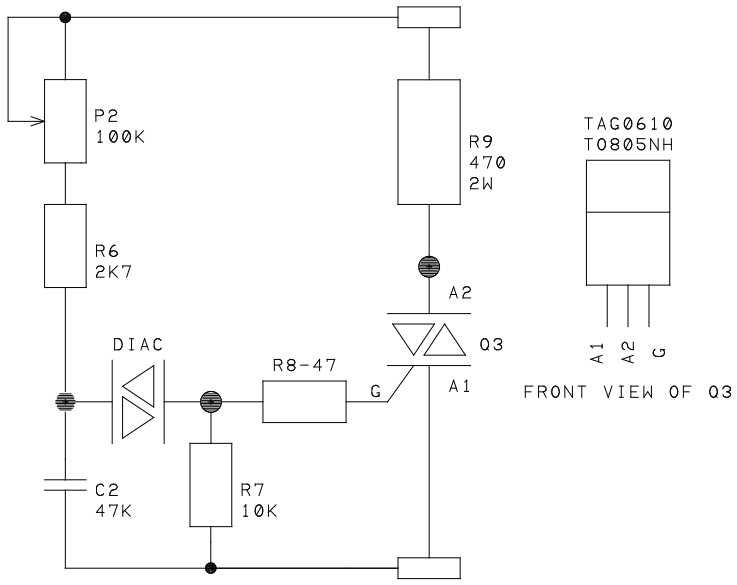


FIG.1 - OUTLINE OF THE MODULE

38C2F1

2.2 – Le DIAC

Le Diac est un dispositif à deux bornes composé de jusqu'à 5 zones de semi-conducteur dopé (NPNPN).
Cette structure du dispositif détermine la caractéristique de la Fig.2.

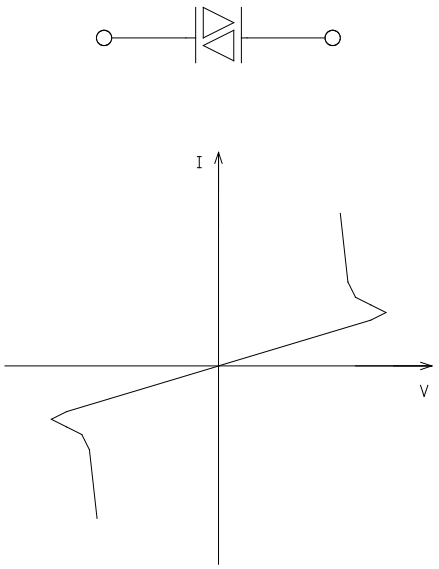


FIG.2 - DIAC SYMBOL AND CHARACTERISTIC
38C2F2

La caractéristique est symétrique par rapport aux axes. A basses tensions le Diac apparaît pratiquement comme un dispositif ouvert car il laisse passer seulement un courant de dispersion de quelques microampères.
Quand la tension appliquée aux bornes du Diac atteint la valeur de seuil (typiquement autour de 5V), le dispositif se déclenche et montre une résistance négative.

Dans la pratique les Diacs sont utilisés pour la commande d'allumage de dispositifs de puissance plus grande comme les SCR et les Triacs.

2.3 – Le TRIAC

La Figure 3 montre le symbole et la caractéristique du Triac.

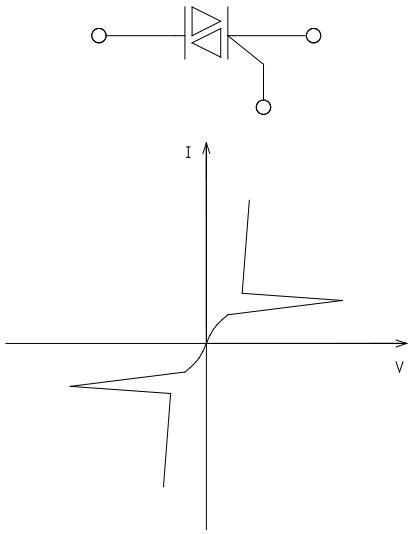


FIG.3 - THE TRIAC SYMBOL AND CHARACTERISTIC
38C2F3

Le premier quadrant de la caractéristique rassemble à celui du SCR. Au contraire du SCR, la caractéristique du troisième quadrant du Triac apparaît comme le premier, tourné autour de l'origine.

Le Triac peut fonctionner dans son 1er ou 3ème quadrant avec des impulsions d'amorçage de toute polarité.

2.4 – Contrôle de puissance c.a. avec DIAC et TRIAC

La Fig.4 montre la configuration pour faire fonctionner le panneau comme un système de contrôle de puissance c.a.

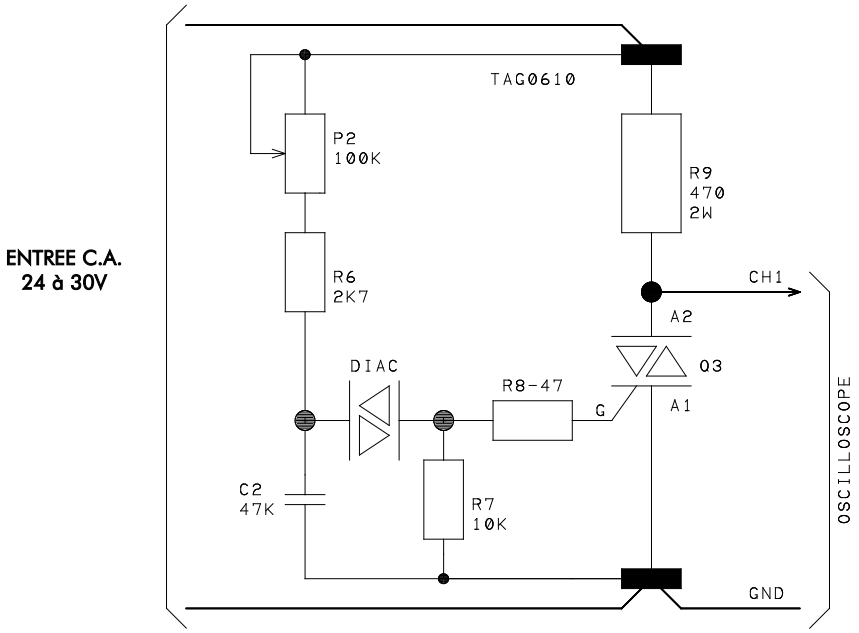


FIG.4 - AC POWER CONTROL WITH DIAC AND TRIAC
38C2F4

Ce circuit est très similaire à celui utilisé pour les gradateurs d'éclairage, les régulateurs de vitesse des perceuses etc.

Ici R9 fonctionne comme une charge. P2 et C2 déterminent le retard de phase de l'amorçage du Diac sur le début de chaque demi-onde de la tension d'alimentation.
Le Diac déclenche le Triac, qui conduit donc pour une fraction de cycle de la demi-onde, déterminée par P2.

La Fig.5 montre la forme d'onde aux bornes du Triac.

Noter que ce circuit est simple et efficace, mais souffre de quelques troubles pratiques:

- Le Diac nécessite d'une tension d'environ 5 à 12V à ses bornes pour aller en conduction et fournir l'impulsion d'allumage à la gâchette du Triac.

Pourtant ce circuit ne peut pas être essayé à tensions alternatives faibles. Un minimum de 24 à 30 Vca est nécessaire.

Le Triac s'allume avec un certain retard par rapport au début de chaque demi-onde quand il est piloté à des angles d'allumages faibles.

– Le Triac une fois allumé nécessite d'un certain courant pour maintenir la conduction. Pourtant le fonctionnement du circuit avec une charge résistive est moins-que-parfait pour d'angles d'allumages proches de 180°.

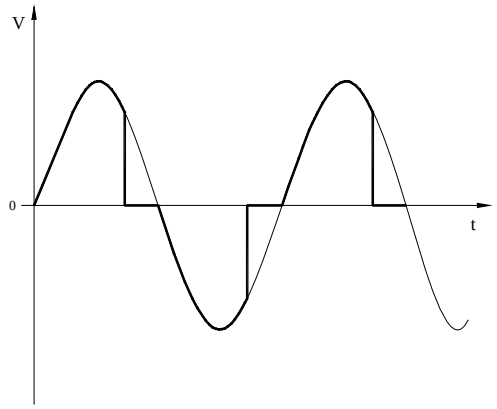


FIG.5 – TRIAC FIRING ANGLE CONTROL-WAVESHAPE APPEARING ACROSS THE DEVICE

3 – DISPOSITIFS OPTOELECTRONIQUES

3.1 – Vue d'ensemble

La carte B1138-E4 comprend trois éléments dispositifs électroniques photosensibles pour familiariser l'étudiant avec cette catégorie de dispositifs.

Ceux-ci sont:

- PHOTORESISTANCE
- PHOTODIODE
- PHOTOTRANSISTOR

Voir La Fig.1 pour le lay-out et voir la Fig.2 pour le schéma du module didactique.

Pour facilité d'utilisation des transducteurs le module didactique est équipé d'une résistance appropriée de polarisation pour chaque dispositif.
Un comparateur est également prévu qui permet de comparer le signal électrique produit par le transducteur en cours d'examen à une référence variable (P1), fournissant ainsi un signal de sortie commuté quand les conditions éclairage choisies sont rencontrées.

Pour l'utilisation pratique du module notez les points suivants:

- Utiliser une source de courant continu 12 à 15V stabilisée

- La prise "I" de la Fig.1 devrait être connectée aux prises "A" ou "B" ou "C" au moyen d'un morceau de fil dénudé.

- Régler P1 de sorte que le dispositif sélectionné soit proche du point de commutation du comparateur. Une variation de lumière obtenue en cachant ou éclairant le dispositif fera commuter le comparateur.

- La photorésistance est sensible à pratiquement toute la gamme de lumière visible. On peut pourtant l'utiliser avec les lampes à incandescence ou à fluorescence.

- La photodiode est essentiellement sensible aux rayons infrarouges. Les meilleurs résultats sont obtenus par l'utilisation d'une lampe à incandescence ou de la lumière du soleil.

- Le phototransistor est aussi surtout sensible au rayonnement infrarouge, toutefois son gain plus élevé permet des bons résultats par l'utilisation d'une lampe à incandescence ou de la lumière du soleil.

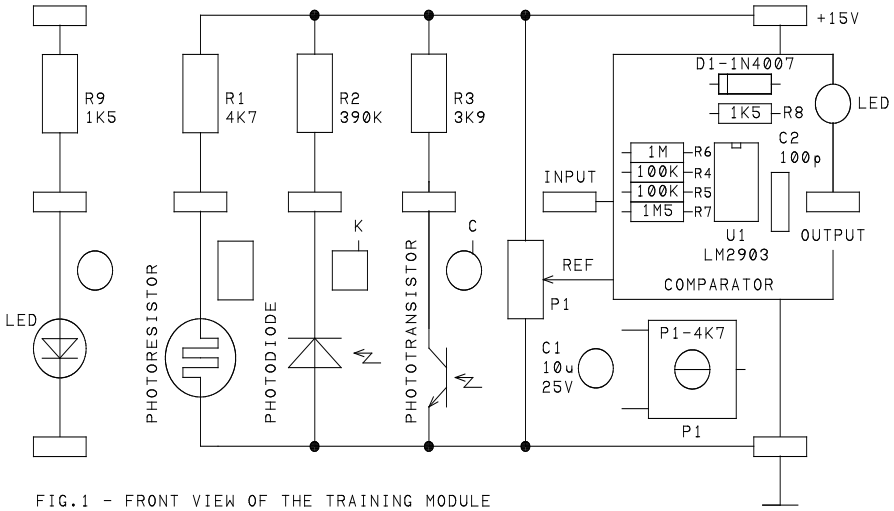


FIG.1 - FRONT VIEW OF THE TRAINING MODULE
38C3F1

M172 - PHOTO-SENSITIVE DEVICES (PHOTOCELLS)

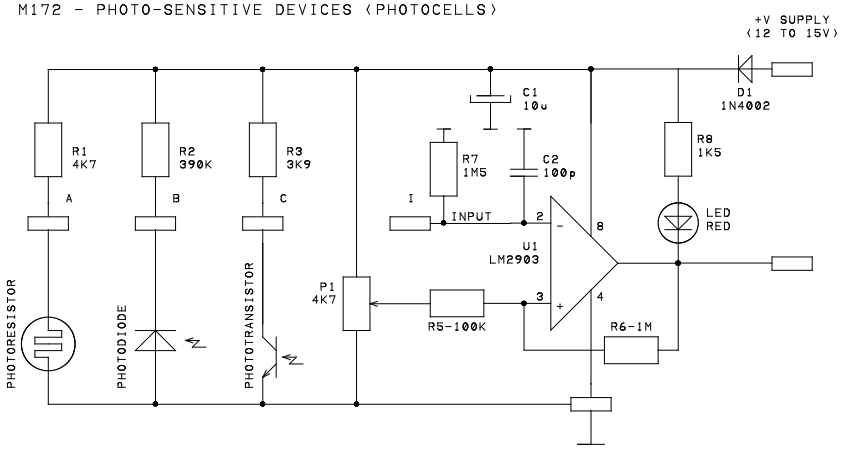
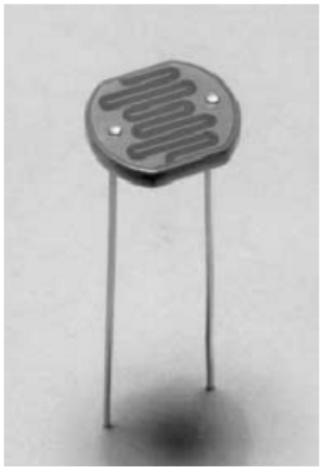


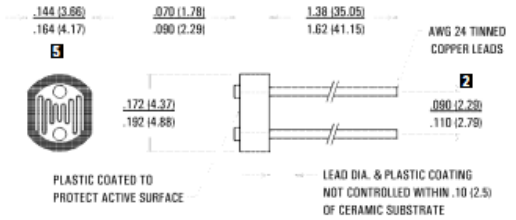
FIG.2 - SCHEME OF THE TRAINING MODULE
38C3F2

3.2 – Données techniques

Photoconductive Cell | **VT900 Series**



PACKAGE DIMENSIONS inch (mm)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameter	Symbol	Rating	Units
Continuous Power Dissipation Derate Above 25°C	P_D $\Delta P_D / \Delta T$	80 1.6	mW mW/°C
Temperature Range Operating and Storage	T_A	−40 to +75	°C

ELECTRO-OPTICAL CHARACTERICTICS @ 25°C (16 hrs. light adapt, min.) 4

Part Number	Resistance (Ohms) 3 5						Material Type	Sensitivity (γ, typ.)	Maximum Voltage (V, pk)	Response Time @ 1 fc (ms, typ.)	
	10 lux 2850 K			2 fc 2850 K	Dark						
	Min.	Typ.	Max.	Typ.	Min.	sec.				Rise (1-1/e)	Fall (1/e)
VT9ØN1	6 k	12 k	18 k	6 k	200 k	5	Ø	0.80	100	78	8
VT9ØN2	12 k	24 k	36 k	12 k	500 k	5	Ø	0.80	100	78	8
VT9ØN3	25 k	50 k	75 k	25 k	1 M	5	Ø	0.85	100	78	8
VT9ØN4	50 k	100 k	150 k	50 k	2 M	5	Ø	0.90	100	78	8
VT93N1	12 k	24 k	36 k	12 k	300 k	5	3	0.90	100	35	5
VT93N2	24 k	48 k	72 k	24 k	500 k	5	3	0.90	100	35	5
VT93N3	50 k	100 k	150 k	50 k	500 k	5	3	0.90	100	35	5
VT93N4	100 k	200 k	300 k	100 k	500 k	5	3	0.90	100	35	5
VT935G											
1 Group A	10 k	18.5 k	27 k	9.3 k	1 M	5	3	0.90	100	35	5
1 Group B	20 k	29 k	38 k	15 k	1 M	5	3	0.90	100	35	5
1 Group C	31 k	40.5 k	50 k	20 k	1 M	5	3	0.90	100	35	5

PT481/PT481F/ PT483F1

Narrow Acceptance High Sensitivity Phototransistor

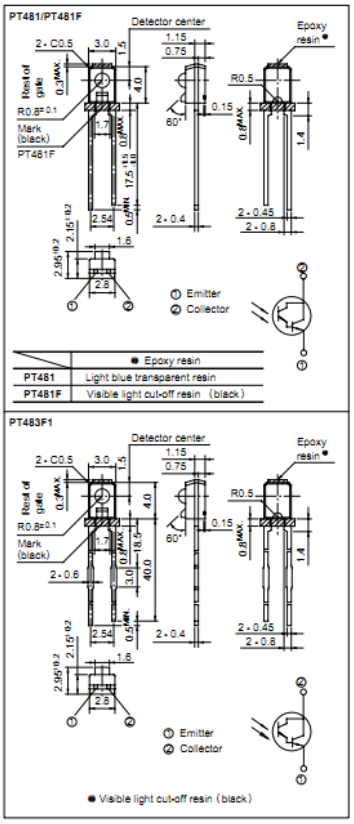
■ Features

1. Epoxy resin package
2. Narrow acceptance (Δθ : Typ. ± 13°)
3. High sensitivity
   (I_C : MIN. 1.5mA at E_e = 0.1mW/cm²) : **PT481/PT483F1**
   (I_C : MIN. 0.9mA at E_e = 0.1mW/cm²) : **PT481F**
4. Visible light cut-off type : **PT481F/PT483F1**
5. Long lead pin type : **PT483F1**

■ Applications

1. VCRs, cassette tape recorders
2. Floppy disk drives
3. Optoelectronic switches
4. Automatic stroboscopes

■ Outline Dimensions (Unit : mm)



	* Epoxy resin
PT481	Light blue transparent resin
PT481F	Visible light cut-off resin (black)

■ Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	35	V
Emitter-collector voltage	V_{ECO}	6	V
Collector current	I_C	50	mA
Collector power dissipation	P_C	75	mW
Operating temperature	T_{opr}	-25 to +85	°C
Storage temperature	T_{stg}	-40 to +85	°C
*1Soldering temperature	T_{sol}	260	°C

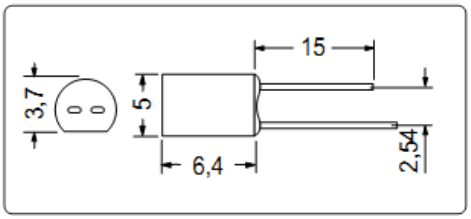
*1 For 3 seconds at the position of 1.4mm from the bottom face of resin package

■ Electro-optical Characteristics (Ta = 25°C)

Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
*2Collector current	PT481	I_C	V_{CE} = 2V, E_e = 0.1mW/cm²	1.5	10	25	mA
	PT481F			0.9	-	27	mA
	PT483F1			1.5	-	4.0	mA
Collector dark current		I_{CEO}	V_{CE} = 10V, E_e = 0	-	-	10^{-6}	A
*2Collector-emitter saturation voltage		$V_{CE(sat)}$	I_C = 2.5mA, E_e = 1mW/cm²	-	0.7	1.0	V
Peak emission wavelength	PT481	λ_p	-	-	800	-	nm
	PT481F/PT483F1			-	860	-	nm
Response time	Rise time	t_r	V_{CE} = 2V, I_C = 10mA	-	80	-	μs
	Fall time	t_f	R_L = 100Ω	-	70	-	μs

*2 E_e : Irradiance by CIE standard light source A (tungsten lamp)

PHOTODIODE



ABSOLUTE MAXIMUM RATING: (Ta=25°C)

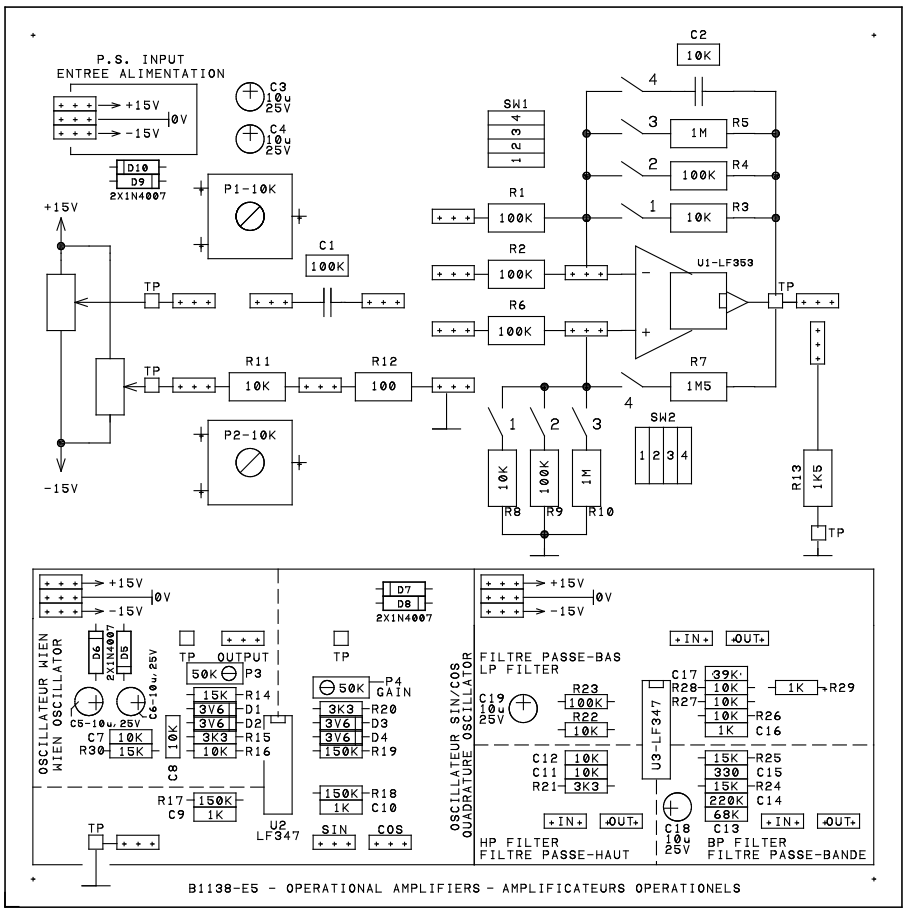
PARAMETER	SYMBOL	MAXIMUM RATING	UNITS
Power dissipation	Pd	100	mW
Reverse Break Down Voltage	V(BR)	30	V
Operating Temperature Range	Topr	-25 ~ 85	°C
Storage Temperature Range	Tstg	-40 ~ 100	°C
Solder Temperature: 2.0 mm. From Body For 3 Seconds at 260°C			

ELECTRON-OPTICAL CHARACTERISTICS:

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	TEST CONDITION
Photo Current	Ip		3,5		uA	VR=5V Ie=2,5mW/sr
Reverse Dark Current	Id			30	nA	VR=10V Ie=0
Wavelength Of Sensitivity	λp		950		nm	
Open Circuit Voltage	Voc		350		mV	Ie=2,5mW/sr
Short Circuit Current	Is	1,5			uA	VR=5V Ie=0,1mW/sr

SECTION V – EXPERIENCES AVEC LA CARTE B1138-E5

Tous les composants sont nommés par les mêmes symboles tels qu'ils apparaissent dans le schéma et les dispositions pratiques ce manuel. Afin de mettre en place une expérience, l'étudiant devra localiser chacun des composants de la carte, dans le schéma par son nom, et ensuite faire les connexions nécessaires.
La disposition du circuit est montrée dans l'image ci-dessous.



FRONT VIEW OF THE B1138-E5 BOARD

E5BOARD

1 – CONFIGURATIONS DE BASE DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

1.1 – Le module didactique

Un Amplificateur opérationnel est un CI qui a un gain en boucle ouverte très élevé; si élevé qu'il peut pratiquement être considéré comme infini. Un Amplificateur Opérationnel a un couplage interne en courant continu, et pourtant il a une bande passante s'étendant du courant continu à ses limites en haute fréquence.
Dans ce chapitre les configurations de base des amplificateurs opérationnels seront examinées dans la pratique.

On utilisera le bloc " BASIC OP AMP CONFIGURATIONS" de la carte B1138-E5.

L'image de ce module est reproduite dans la Fig.1, avec les valeurs des composants ajoutés pour la facilité d'utilisation.

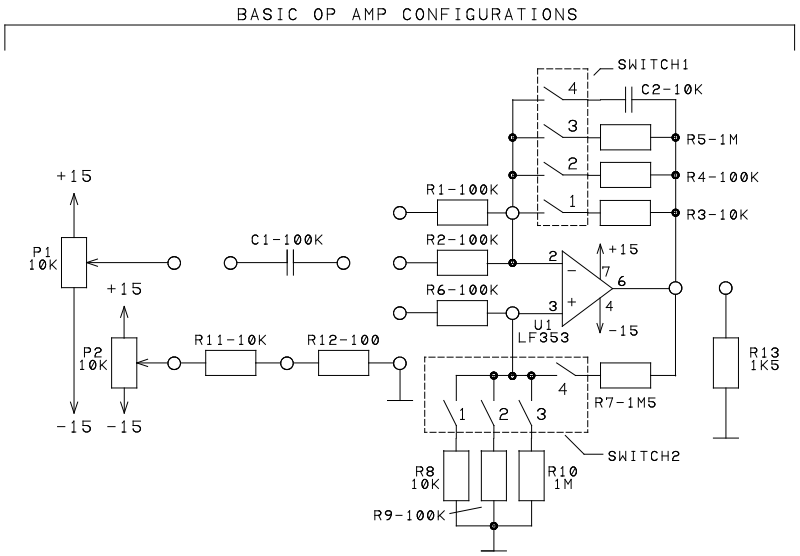


FIG.1 - THE BASIC OP AMP CONFIGURATION MODULE
E5C1F1

1.2 –Paramètres des amplificateurs opérationnels

Le module BASIC OP AMP CONFIGURATIONS utilise un CI ampli op très commun, le LF353. La fiche technique originale du fabricant est jointe ici car il est important que l'étudiant prenne possession de ses fonctionnalités, caractéristiques et paramètres, afin de procéder efficacement avec les expériences suivantes.

1.3 – Amplificateur inverseur

La Figure 1B montre un ampli op avec son réseau de contre-réaction.

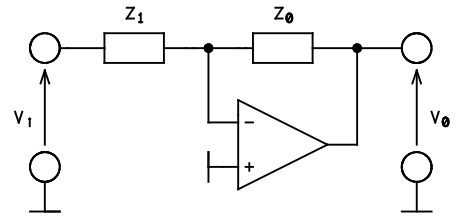


FIG.1B – BASIC INVERTING AMP CONFIGURATION

Le gain d'un tel système en boucle fermée est:

$$A = \frac{1}{(1/A_0)+K}$$

où K = fonction de transfert de contre-réaction = $-Z_1/Z_0$.
Puisque A tend vers l'infini, 1/A tend vers zéro. Donc:

$A = -Z_0/Z_1$.

Nous allons vérifier ce résultat pratiquement. On utilisera le bloc " BASIC OP AMP CONFIGURATIONS" de la carte B1138-E5.

La Figure 2 montre le circuit à étudier.

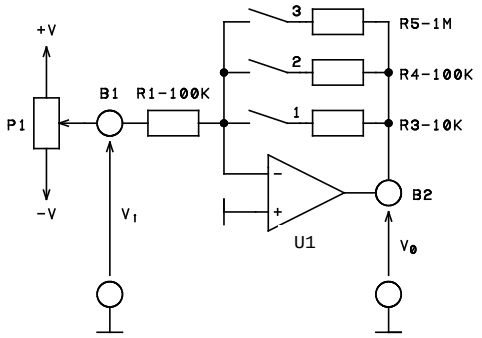


FIG.2 - INVERTING AMPLIFIER TO STUDY

Le potentiomètre P1 à l'entrée du circuit (B1) fournit le signal d'entrée V_i.
Le signal de sortie sera disponible entre B2 et MASSE.
La résistance de contre-réaction sera sélectionnée par un des commutateurs 1, 2 et 3.

La Figure 3 montre la réalisation pratique du même amplificateur de test.

Notez les points suivants:

- Un câble enfichable met à la masse l'entrée non-inverseuse.
- La résistance R2, qui porte à l'entrée inverseuse de l'ampli n'est pas utilisée dans cette expérience et donc la prise correspondante est mise à la masse pour éviter de capter du bruit.

Tester le circuit comme suit:

- Connecter l'oscilloscope double trace avec CH1 sur la prise d'entrée B1 et CH2 à la sortie sur B2. Afficher les deux traces à 1V/cm. Aligner soigneusement le niveau zéro des deux traces sur la ligne médiane de l'oscilloscope.

- Fermer l'interrupteur 2 et ouvrir tous les autres commutateurs y compris ceux associé à l'entrée (+). Le gain attendu de l'amplificateur est -R4/R1. Vérifier cela en sélectionnant des tensions d'entrée V_i de 1, 2, 3 et 4V, puis -1, -2 et -3V et lire les valeurs correspondantes de V_0.

- Ouvrir l'interrupteur 2 et fermer l'interrupteur 1. Répéter les mesures que ci-dessus. Enfin faire la même chose avec l'interrupteur 3 fermé.

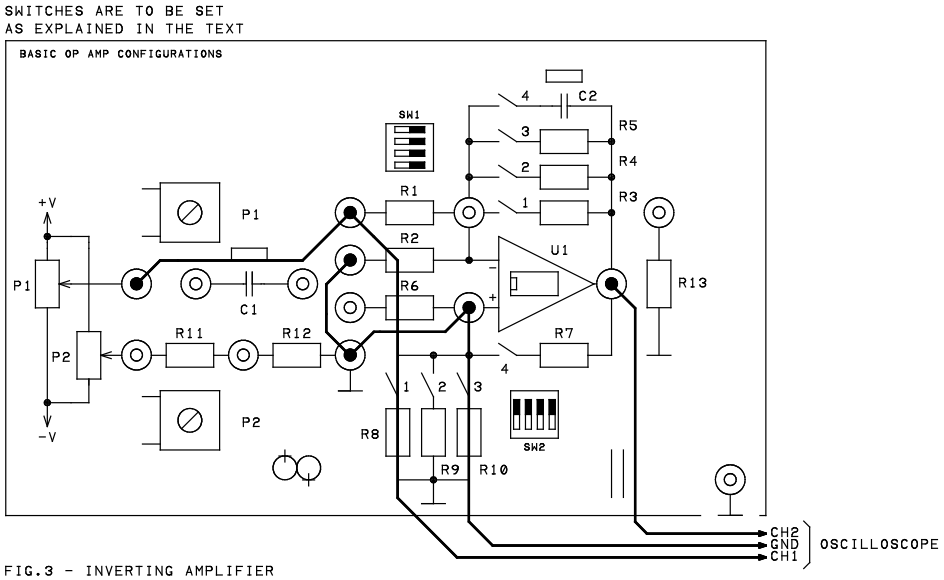


FIG.3 - INVERTING AMPLIFIER
12CF3

1.4 – Amplificateur inverseur en courant alternatif

Avec la même configuration que précédemment, débrancher P1 et appliquer un générateur sinusoïdal fixé pour 1KHz, 1Vpp (Fig.4).

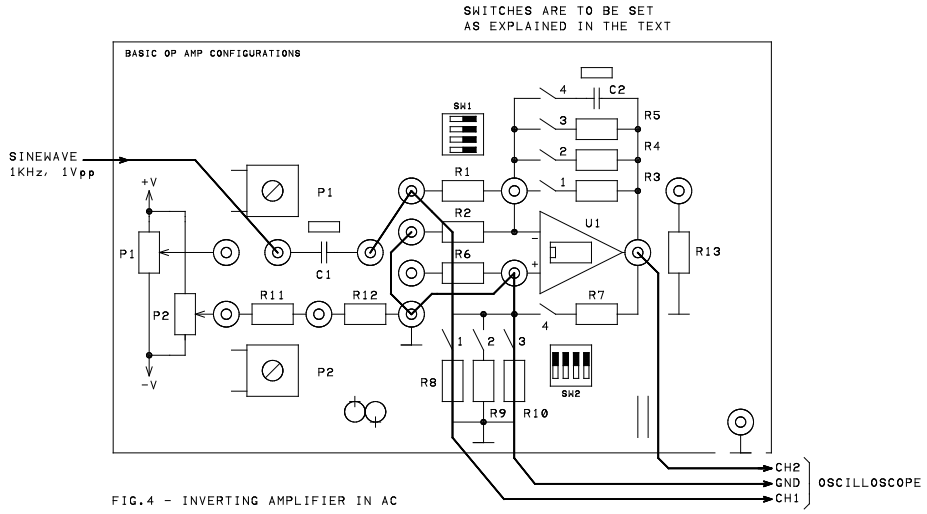


FIG.4 – INVERTING AMPLIFIER IN AC
12CF4

Noter que dans cette nouvelle configuration, le condensateur C1 sert à découpler des possibles niveaux continus provenant du générateur sinusoïdal. Mesurer le gain en courant alternatif quand les interrupteurs 1, 2 et 3 sont fermés (un à la fois).

1.5 – Amplificateur non inverseur

Le lay-out pour cette expérience est montré dans la Fig.5.

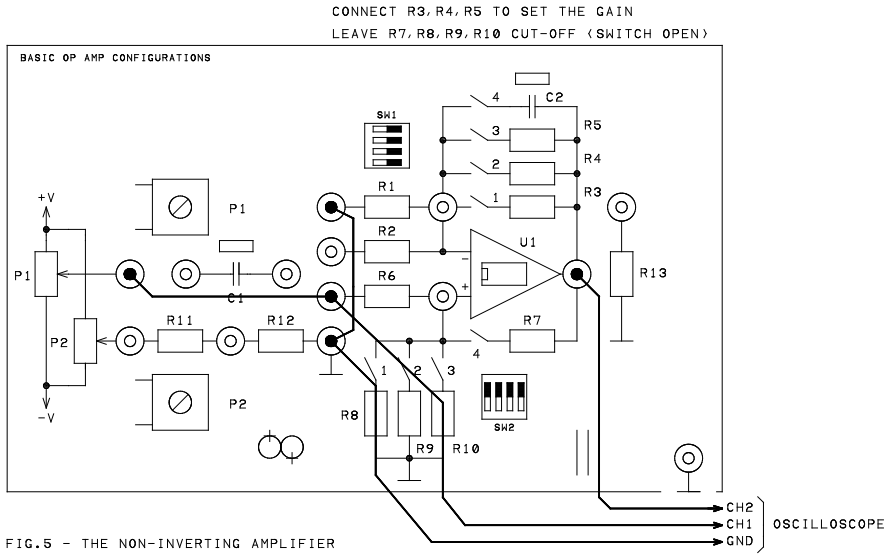


FIG.5 - THE NON-INVERTING AMPLIFIER
12CF5

Le but de cette expérience est de prouver que le gain de l'amplificateur est:

$$A = 1 + \frac{R_F}{R1}$$

où R_F = R3, R4 et R5 selon lequel commutateur est activé.

Notez les points suivants:

– Examiner les figures 3 et 4. Ici la résistance d'entrée R2 était mise à la masse pour éviter de capter le bruit. Cela n'a aucune influence sur le fonctionnement puisque le ampli op avait l'entrée (-) "virtuellement" mise à la masse et donc aucun courant ne circulait en R2.
Maintenant (Fig.5) l'entrée (+) porte la tension d'entrée à l'amplificateur à travers R6. L'entrée (-) n'est pas à la masse virtuelle et R2 à la masse a une influence sur le fonctionnement des amplificateurs.

  Nous pouvons faire deux choses:

  - Débrancher R2 et laisser le flotter.
    Le gain sera:

    $$A = 1 + \frac{R_F}{R1}$$

  - Laisser R2 à la masse. Le gain sera:

    $$A = 1 + \frac{R_F}{R_p} \quad \text{where} \quad R_p = R1//R2$$

– Sélectionner le gain de l'amplificateur en fermant un des interrupteurs 1-3 pour sélectionner de R3 à R5.
  Laisser tous les autres interrupteurs ouverts, y compris l'interrupteur 4 qui porte à l'entrée (+).

– Effectuer les mêmes tests et les mêmes observations qu'on a fait pour l'amplificateur inverseur.

1.6 – Amplificateur non inverseur en courant alternatif

Dans le cas de l'amplificateur inverseur nous avons modifié le lay-out de la Fig.3 en celui de la Fig.4 en ajoutant le condensateur C1 pour isoler la composante continue possible de la source c.a.
Le bon fonctionnement de l'ampli op était assuré par le courant continu circulant de la sortie à travers la résistance de contre-réaction sélectionnée, pour polariser l'entrée (-) (R2 a également contribué à la polarisation en courant continu).

Dans le circuit de la Fig.6, on doit fournir un chemin au courant continu pour polariser l'entrée (+), par exemple en fermant un des interrupteurs de R8, R9 et R10.

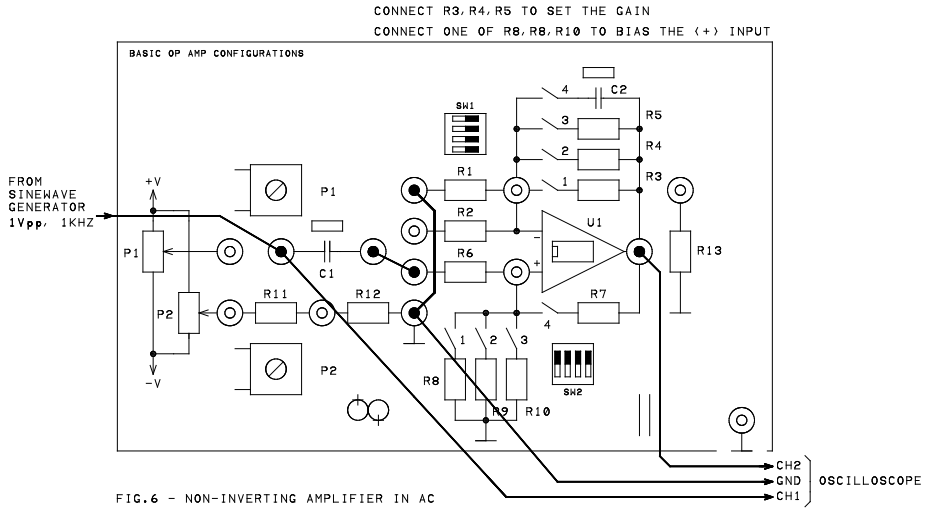


FIG.6 – NON-INVERTING AMPLIFIER IN AC
12CF6

Vérifier sur votre circuit que la sortie de l'amplificateur sature si aucune de R8, R9, et R10 n'est connectée (interrupteurs OFF) et est immédiatement rendu à sa région linéaire si l'un des interrupteurs est ON. Sélectionner par exemple R9.

Effectuer les mêmes observations et mesures de gain sur ce circuit comme on a fait pour l'autre cas au paragraphe 1.2.
Noter en particulier le déphasage du signal de sortie comparé au signal d'entrée dans les deux cas.

Expliquer cela.

1.7 – Le suiveur de tension

Dans la configuration de la Fig.6 (avec n'importe quelle de R3 ou R4 ou R5 insérée) et R1 débranchée de la masse. Le gain devient:

$$A = 1 + \frac{R_F}{R1} = 1$$

Puisque R1 débranchée = ∞

Vérifier ceci expérimentalement, avec la configuration de la Fig.7.

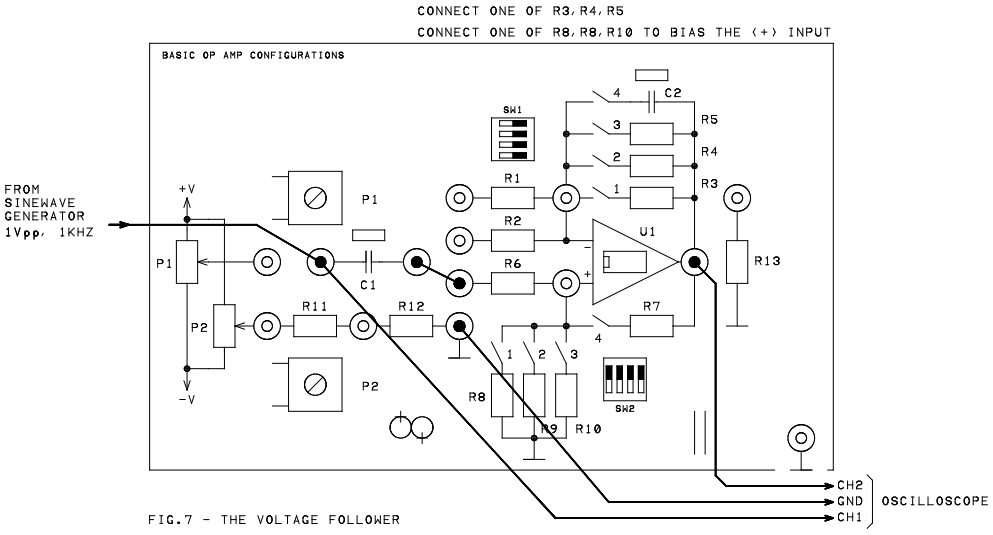


FIG.7 - THE VOLTAGE FOLLOWER
12CF7

1.8 – L'amplificateur sommateur

Figure 8 montre un amplificateur inverseur avec deux résistances d'entrée R1 et R2.

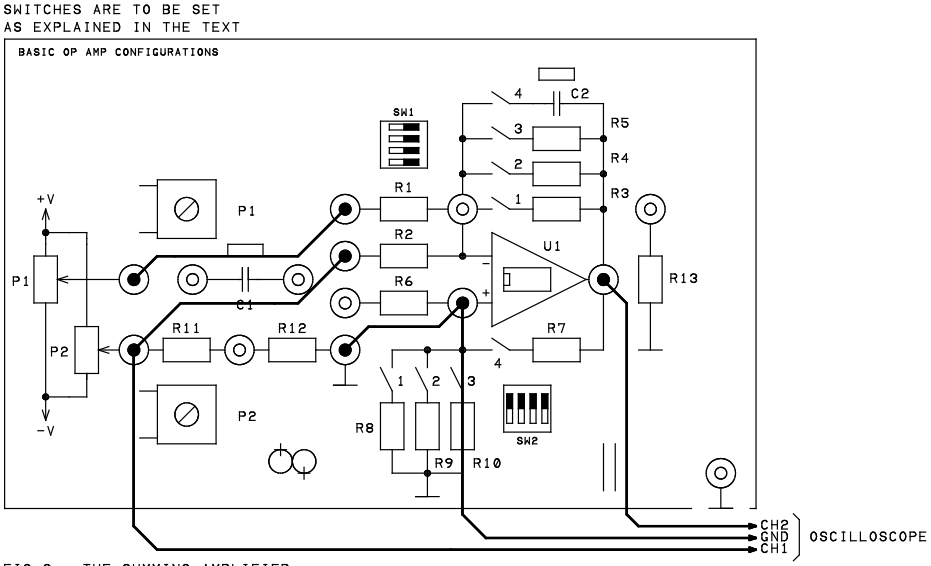


FIG.8 - THE SUMMING AMPLIFIER
12CF8

Chacune des entrées reçoit le signal continu de l'un des deux potentiomètres P1 et P2.

Le signal de sortie sera:

$$V_0 = \left(- V_{i1} \cdot \frac{R_F}{R1} + V_{i2} \cdot \frac{R_F}{R2} \right)$$

où R_F = R3, R4 et R5 comme prédéterminé par les interrupteurs 1, 2 et 3.
Vérifier cela par des mesures.
Comme seconde partie de l'expérience, remplacer un des potentiomètres avec le générateur sinusoïdal, réglé comme d'habitude pour 1Vpp, 1KHz. Insérer C1 pour découpler de la tension continue de la source, comme déjà expliqué.

Etudier le fonctionnement de l'amplificateur sommateur dans ce cas.

1.9 – L'amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel est une combinaison des configurations d'amplificateur inverseur et non-inverseur déjà vues.
Voir la Fig.9.

Le signal de sortie est:

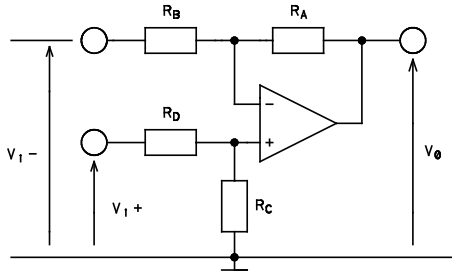


FIG.9 – L'AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

$$V_0 = \left[(V_{i+}) \cdot \frac{R_C}{R_D + R_C} \right] \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right) - (V_{i-}) \cdot \frac{R_A}{R_B}$$

Il peut être facilement montré par des calculs que si $R_C/R_D = R_A/R_B$, l'expression ci-dessus devient:

$$V_0 = [(V_{i+}) - (V_{i-})] \cdot \frac{R_A}{R_B}$$

C'est à dire le signal de sortie n'est plus dépendant des valeurs absolues de V_{i+}, V_{i-} mais seulement de leur différence.
C'est ainsi que fonctionne un amplificateur différentiel.

Le schéma de la Fig.10 est la traduction pratique de celui de la Fig.9. P1 et P2 sont utilisés pour fournir des tensions continues au 2 entrées de l'amplificateur.

Préparer l'amplificateur pour un gain unitaire en sélectionnant R4 et R9. Pourtant R1 = R4 = R6 = R9 = 100KΩ.

D'abord s'assurer que les gains (+) et (-) sont comme donné par les deux termes de l'équation pour V_0 donné ci-dessus, comme suit:

– Régler les curseurs de P1 et P2 pour exactement 0V sur les deux entrées. La sortie de l'amplificateur doit être aussi 0V.

– Régler P1 pour 1V. Mesurer V_0 et calculer le gain de l'entrée inverseuse à la sortie.

– Régler P1 à 0V à nouveau et P2 pour 1V. Mesurer la nouvelle V_0 et calculer le gain de l'entrée non-inverseuse à la sortie.

– Donner des réglages aléatoires pour P1 et P2. Vérifier que la sortie de l'amplificateur n'est pas saturée. Si c'est le cas, réajuster P1 ou P2.

– Mesurer la tension différentielle d'entrée en déplaçant la sonde CH1 de l'oscilloscope d'une entrée à l'autre. Mesurer la tension de sortie avec CH2.
Tirez vos conclusions.

Deuxième partie de l'exercice:

– Débrancher le cavalier de la prise du curseur de P2 et connecter le dans la prise de P1.
Balayer P1 d'un bout à l'autre. La sortie de l'amplificateur reste à 0V, puisque la tension différentielle d'entrée reste nulle.

Troisième partie de l'exercice:

– Répéter les observations déjà faites après l'insertion d'autres paires de résistances: R10, R5 et ensuite R8, R3.

– Juste pour un essai: insérer une paire inégale, par exemple R10 et R3. Calculer et mesurer les gains de l'amplificateur inverseur et non-inverseur.
Expliquer pourquoi l'amplificateur ne fonctionne pas maintenant comme un amplificateur différentiel.

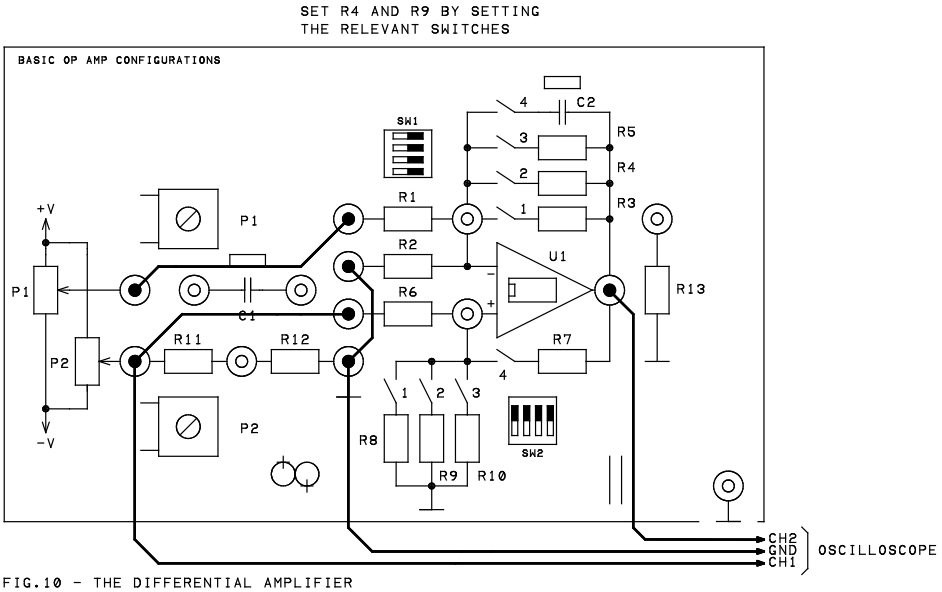


FIG.10 - THE DIFFERENTIAL AMPLIFIER
12CF10

1.10 – L'amplificateur changeur d'échelle

Quelque fois il est utile de donner à l'étudiant une indication d'une application pratique possible du circuit qu'il est en train d'étudier et celui-ci est bien le cas.

Pour commodité la Fig.10 se répète ici.

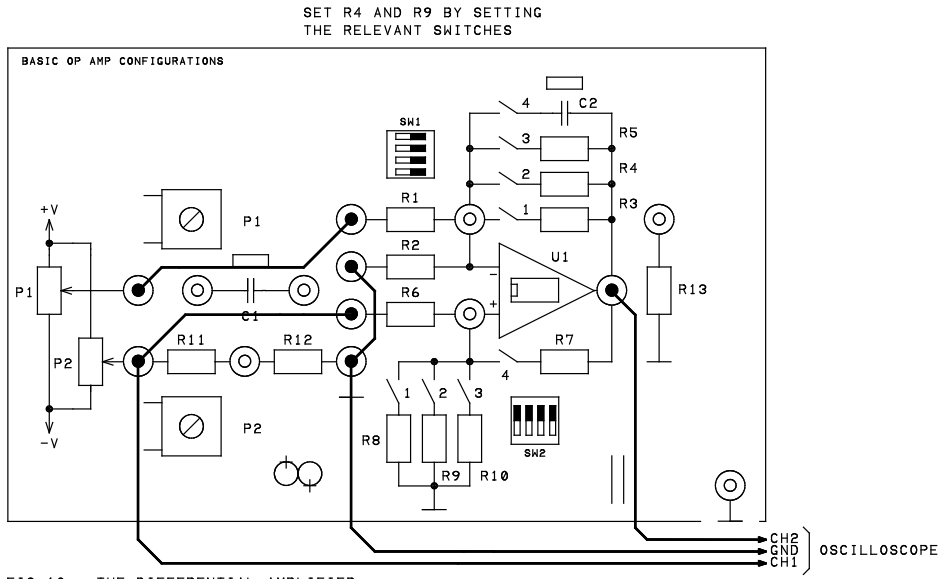


FIG.10 - THE DIFFERENTIAL AMPLIFIER
12CF10

On assume que P1 et P2 sont les 4 branches d'un pont de Wheatstone. P1 peu être, par exemple, un transducteur de niveau en forme de résistance variable.
Lorsque le pont est sérieusement déséquilibré l'amplificateur opérationnel peut résulter en saturation et aucune mesure peur être réalisé dans cette situation. Lorsque le pont est voisin de l'équilibre, la tension différentielle peut nécessiter d'une grande amplification pour une mesure pratique.

La réponse dans ce cas peut celle de fournir le circuit d'un sélecteur capable d'insérer des paires de résistances: R8-R3, R9-R4, R10-R5. De cette façon l'amplificateur différentiel peut être mis en condition de fonctionner avec des gains de 0.1, 1 et 10 respectivement simplement en agissant sur le sélecteur de gamme. Plus ou moins comme avec votre oscilloscope.

1.11 – Correction du décalage (OFFSET)

Le concept de OFFSET n'a pas encore été introduit dans cette succession d'expériences. Pour le moment une simple démonstration présentera ce problème à l'étudiant.

Considérez la fig.11: c'est un amplificateur inverseur. Ajustez son gain pour une valeur de 10 en connectant R5

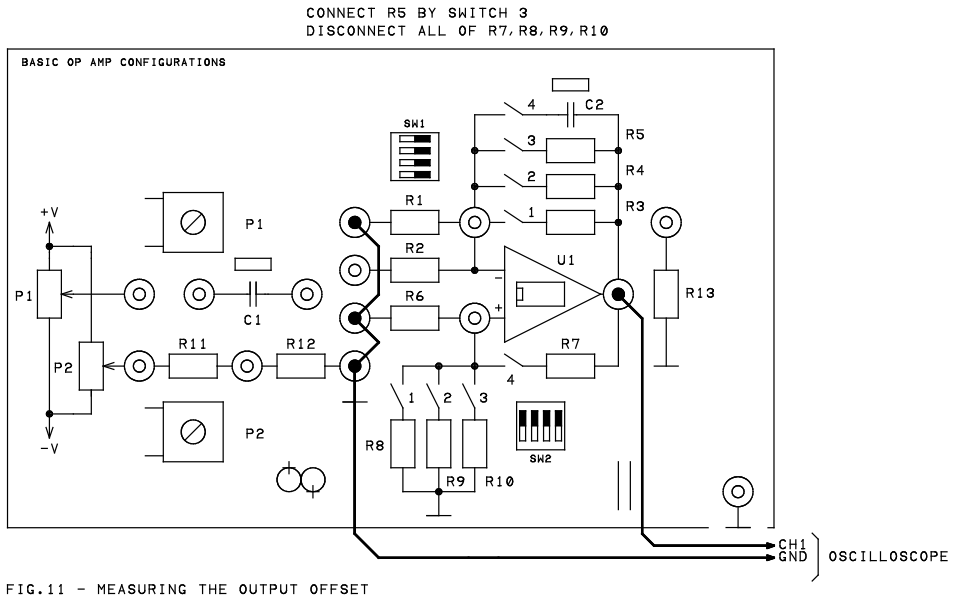


FIG.11 – MEASURING THE OUTPUT OFFSET
12CF11

L'entrée inverseuse est connectée à la masse avec un cavalier. Vous avez donc une entrée de valeur nulle et vous vous attendez que la sortie de l'amplificateur soit aussi nulle. Au contraire, vous avez une petite tension de l'ordre de quelques millivolts. Ne soyez pas surpris: la théorie est respectée. L'ennui proviens d'une petite inégalité de construction des entrées (+) et(–) de l'amplificateur.
Tout cela engendre un OFFSET de la sortie.

On doit apprendre à annuler cela:
Voir fig.12: Le curseur de P2 est connecté a un partiteur de tension qui met à disposition une petite mais réglable valeur de tension pour palier à ce problème.
Remarquez que R11=10kΩ et R12=100Ω.

Connectez la tension sur l'entrée disponible de l'amplificateur (celle qui conduit à R2).
Réglez P2 pour annuler l'erreur de sortie.

Note: Il peut arriver que P2 arrive à son déplacement maximum sans que la condition de correction de l'erreur soit rejointe, Cela signifie simplement que nous sommes malheureux, non pas que le travail ne peut être fait; l'ampli op peut avoir subi des contraintes dans son histoire passée qui aurait pu sérieusement changer ses caractéristiques d'entrée.

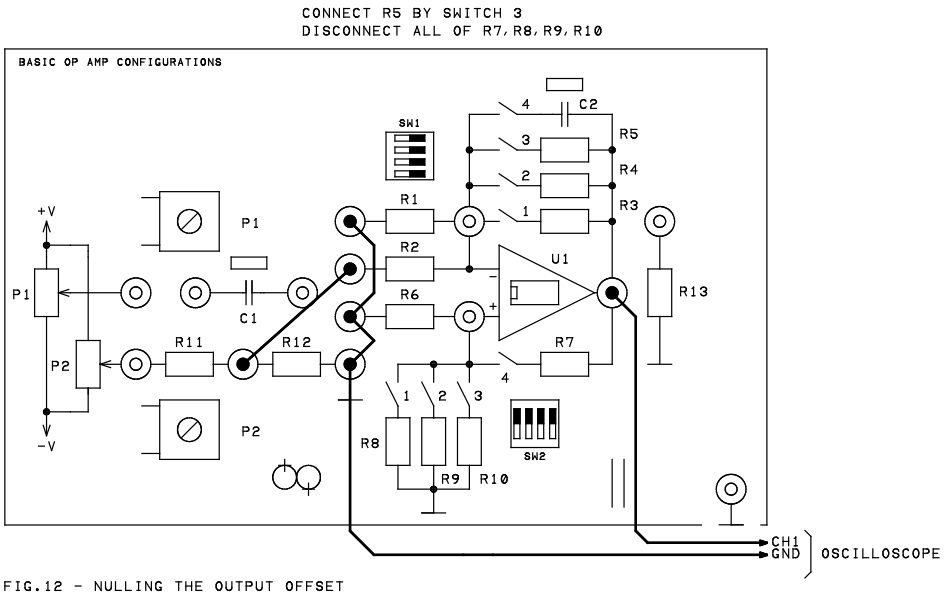


FIG.12 - NULLING THE OUTPUT OFFSET

12CF12

1.12 – Déphaseur

La fig.13 représente un amplificateur inverseur avec un diviseur de rétroaction composé par Z_1 et Z_2.

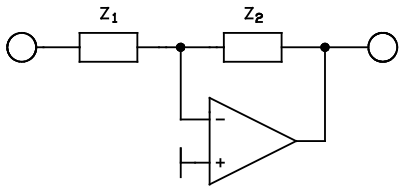


FIG.13 - PHASE SHIFTER

L'impédance est généralement dépendante de la fréquence. On assume que à une fréquence donnée Z1 et Z2 ont le même module mais différentes phases.
Si une onde sinusoïdale avec cette fréquence est faite passer à travers l'amplificateur, elle sera soumise à un changement de phase sans aucune variation en amplitude.
En d'autres mots, l'amplificateur fonctionnera comme un déphaseur pur pour des ondes sinusoïdales ayant cette fréquence.

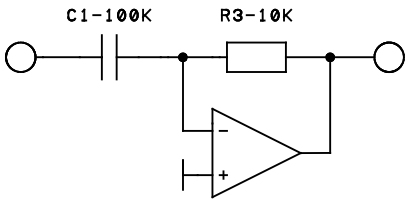


FIG.14 - EXAMPLE 1

EXEMPLE 1

Regardez la fig.14. Déterminez premièrement à quelle fréquence la condition de modules égaux est vérifiée:

$$R = X_C = \frac{1}{J\omega C} = 10K\Omega; \quad f = \frac{1}{2\pi R_C} = 160Hz$$

A une fréquence de 160Hz les deux impédances ont un module égal et 90° de déphasage en avance. Une onde sinusoïdale avec cette fréquence qui est faite passer dans le circuit sera soumise à un déphasage de 90° en avance.

EXEMPLE 2

Regardez la fig.15.

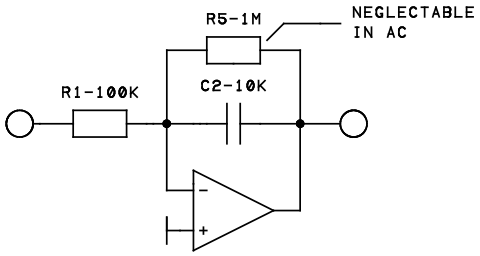


FIG.15 - EXAMPLE 2

Comparez-la avec l'exemple 1, ici R1 et C2 ont changés de position.
R5 (1MΩ) est ajoutée pour restaurer la polarisation en c.c. de l'amplificateur. Sa valeur est suffisamment haute de façon telle que sa présence peut être négligée en c.a.

La fréquence pour laquelle l'impédance de C1 est égale à celle de R1 peut être calculée comme il a été fait dans l'exemple 1 et le résultat sera de 160Hz.

A 160Hz les deux impédances ont un module égal et un déphasage de 90°. L'onde sinusoïdale de 160Hz de fréquence qui passe dans le circuit se montrera à la sortie retardée de 90° par rapport à l'entrée

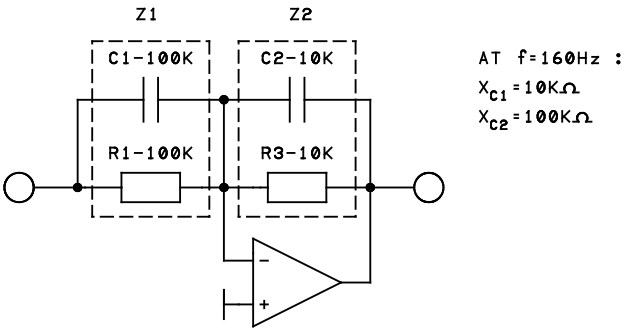


FIG.16 - EXAMPLE 3

EXEMPLE 3

Regardez la fig.16.
A 160Hz on aura que:

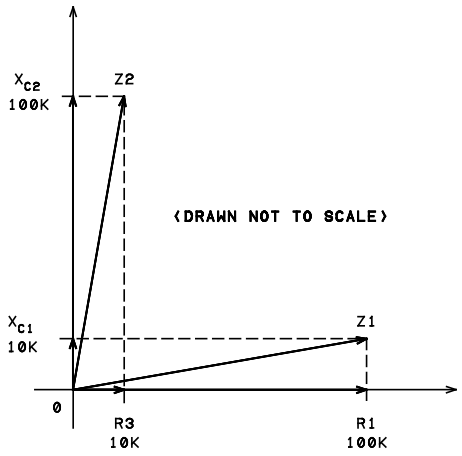
X_{C1} = 10KΩ R1 = 100KΩ
X_{C2} = 100KΩ R3 = 10KΩ

La représentation vectorielle de deux impédances du diviseur de la rétroaction sera celle montrée par la fig.17

A 160Hz une onde sinusoïdale qui passe dans le circuit sera soumise à un déphasage de:

$$\text{phase shift} = 90 - 2 \cdot \left[\text{arctg} \frac{X_{C1}}{R1} \right]$$

où $X_{C1} = 10$ et $R1 = 100$.



REPRESENTATION OF THE IMPEDANCES OF I
IN THE COMPLEX PLANE

Le travail pratique consiste à réaliser les circuits pour vérifier le résultat des trois exemples reportés ci-dessus.

Les circuits pour le test sont montrés dans les fig.18, 19 et 20.

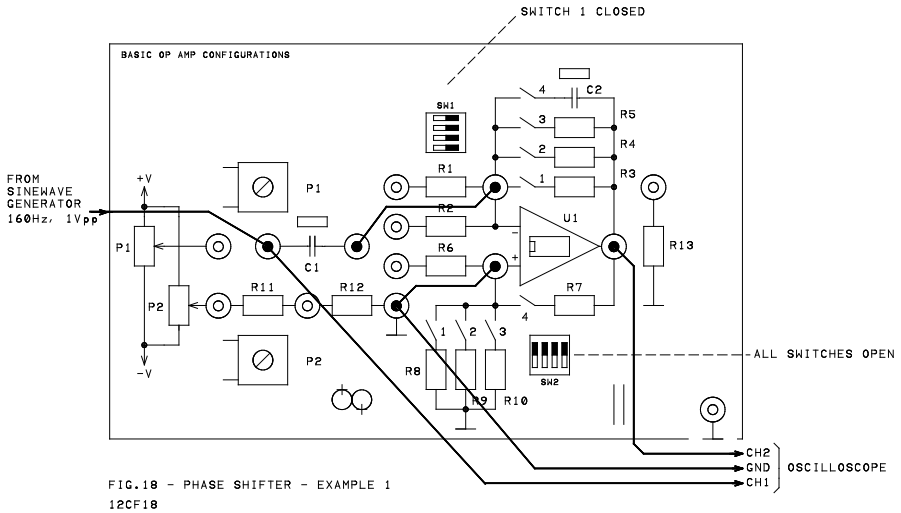


FIG.18 - PHASE SHIFTER - EXAMPLE 1
12CF18

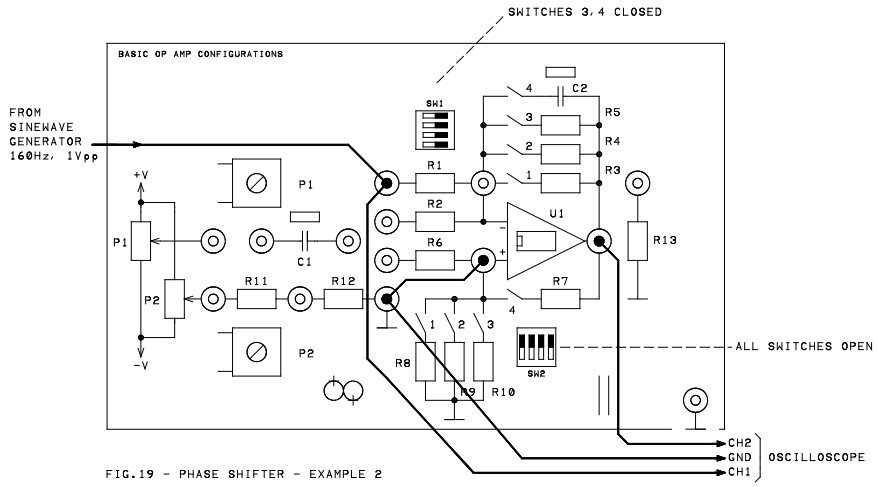


FIG.19 - PHASE SHIFTER - EXAMPLE 2

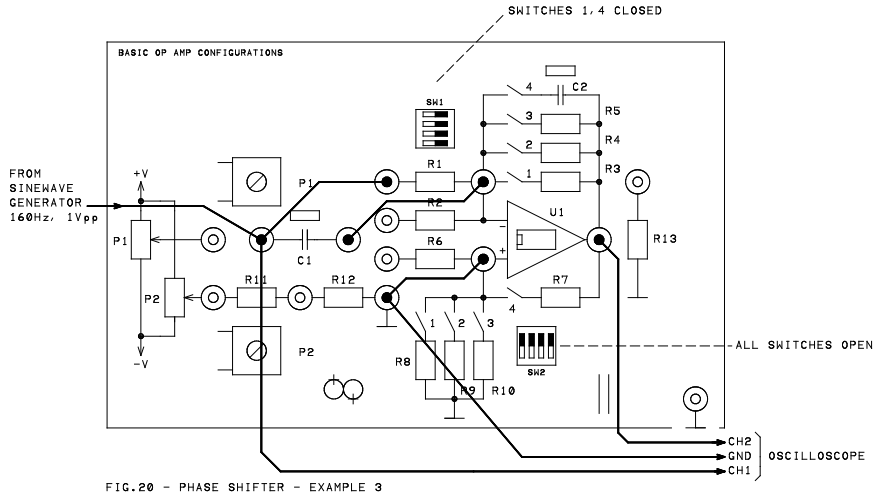


FIG.20 - PHASE SHIFTER - EXAMPLE 3
12C1920

1.13 – Le comparateur

L'amplificateur opérationnel peut être mis en fonction sans sa résistance de rétroaction et dans ce cas, à cause de sa haute amplification en boucle ouverte, il aura une sortie saturée négativement, toutes les fois que l'entrée différentielle est négative et sa sortie sera saturé positivement dans le cas opposé.
Une différence de quelques millivolts entre les deux entrées fait en sorte que la sortie oscille d'un niveau de saturation à l'autre.

L'amplificateur fonctionne comme un COMPARATEUR, en comparant ses tensions d'entrées et en fournissant un conséquent niveau logique de sortie.

Cela peut être expérimenté avec le circuit de la fig.21.

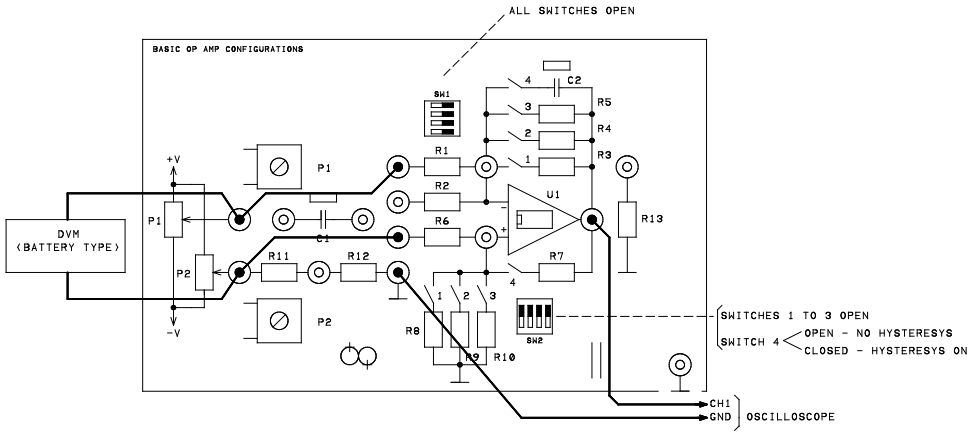


FIG.21 - THE COMPARATOR
12CF21

La performance du comparateur peut être améliorée dans la région de transition en connectant une résistance pour fournir une rétroaction positive. De cette façon une HYSTERESIS est développée, dont la valeur est déterminée par le rapport entre les résistances R7 et R6 de la fig.21.
L'exercice consiste à réaliser le schéma proposé dans la fig.21 et puis d'essayer ce circuit en observant la sortie lorsque la différence de tension à l'entrée est faite changer en agissant sur P1 et P2.

La même observation peut être réitérée pour le cas dans lequel une rétroaction positive ainsi que l'hystérésis ont été introduites en fermant l'interrupteur 4 de R7.

Pour pouvoir afficher la tension différentielle d'entrée il est possible d'utiliser un instrument portatif tel qu'un voltmètre digitale à batterie.
Vous pouvez aussi utiliser la sonde de l'oscilloscope CH1, alternativement sur les deux entrées, pour réaliser la même mesure.

1.14 – Multivibrateur astable

Ce paragraphe présente une intéressante application non-linéaire des amplificateurs opérationnels, directement apparenté à l'utilisation de ce dispositif en comparateur, comme a été montré dans le paragraphe précèdent.
La fig.22 présente le circuit à étudier. Son fonctionnement est le suivant:

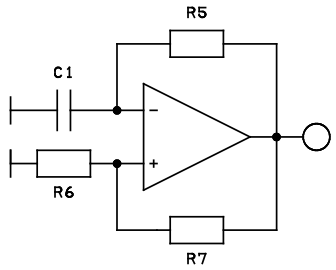


FIG.22 - THE MULTIVIBRATOR

– Ne faite pas attention pour l'instant à R5 et C1. Rappelez bien qu'il s'agit d'un comparateur avec hystérésis.
La sortie commute en niveau haut ou bas chaque fois que l'entrée (-) se trouve à une tension plus haute ou plus basse par rapport à l'entrée (+).

– On assume que V_{out} soit initialement à un niveau haut (à une tension V_{out+}). Un courent circule à travers R5 pour charger C1. La tension de celui-ci augmente jusqu'au point où le comparateur commute à un niveau bas. Ceci arrive lorsque:

$$V_{(-)} = V_{(+)} = V_{out+} \cdot \frac{R6}{R6 + R7}$$

– Avec V_{out} commuté bas (à une tension V_{out-}), C1 se décharge à travers R5 à tel point qu'un autre cycle est initié:

$$V_{(-)} = V_{(+)} = V_{out-} \cdot \frac{R6}{R6 + R7}$$

De cette façon le cycle est repris indéfiniment.
La forme d'onde fournie par la sortie du circuit est une ample onde carrée.

La Figure 23 montre le schéma de montage du circuit pour réaliser l'expérience.

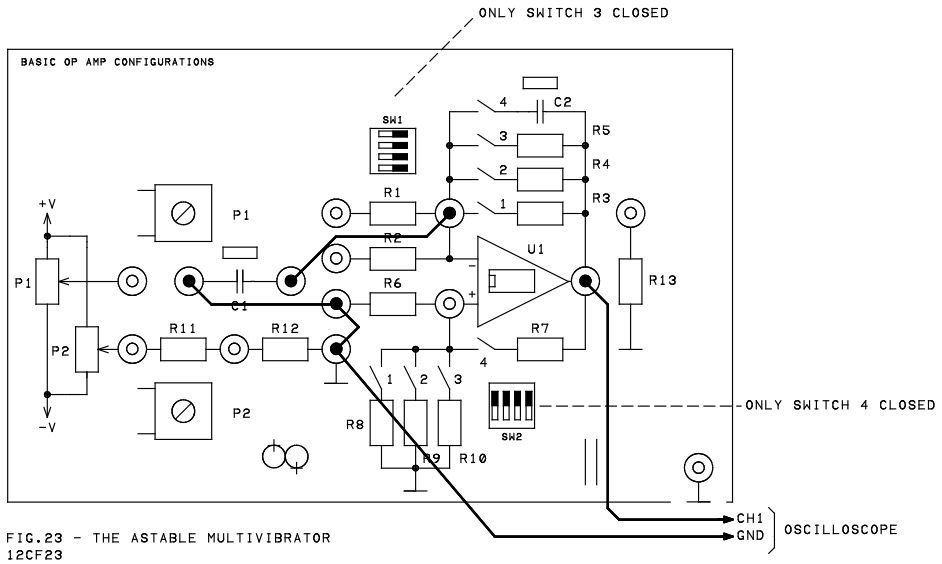


FIG.23 - THE ASTABLE MULTIVIBRATOR
12CF23

1.15 – Vitesse de balayage (Slew rate)

Le circuit du paragraphe précèdent nous donne l'opportunité d'introduire le concept de SLEW RATE pour l'amplificateur opérationnel, cela représente l'habilité du dispositif de répondre avec une commutation rapide de sa sortie aux transitoires de l'entrée.

Notez que le slew rate d'un amplificateur opérationnel et sa fréquence de coupure supérieure sont apparentés, tous les deux dépendent des aspects constructifs du dispositif, capacitances de perte, conditions de charge et d'adaptation, etc.

Pour le circuit qu'on vient juste d'assembler dans l'exercice précédent il est possible de voir que la forme d'onde produite à la sortie est presque carrée. En effet, il s'agit là d'une onde trapézoïdale.
La pente des transitions de montée et de descente de chaque impulsion peut être mesurée et exprimée en V/μsec comme d'usage pour les slew rates.

Pour réaliser cela, il est nécessaire d'afficher à l'oscilloscope la transition croissante des impulsions. Mesurez le temps nécessaire au signal pour passer de –10V à +10V.
Calculez donc le rapport V/t.

1.16 – Bande passante

Pour chaque amplificateur et spécialement pour les amplificateurs opérationnels desquelles on est en train d'étudier les caractéristiques, le produit de la largeur de bande de fréquence par le gain de l'amplificateur est une valeur assez constante.
En d'autres mots, avec un dispositif donné, il est possible de construire un amplificateur avec un gain bas avec une largeur de bande ample ou un amplificateur avec un gain important et une largeur de bande réduite.

Pour un amplificateur opérationnel en c.c., si l'on parle de réduction de largeur de bande c'est comme de parler de la fréquence supérieure de coupure.

On devra mesurer la fréquence supérieure de coupure pour notre amplificateur du module dans les cas où le gain est réglé à 1 et 10.
La fréquence de coupure correspondante à un gain unitaire pour le LF353 utilisé dans le module est typiquement 1.5MHz, comme le constructeur reporte.
Depuis que le tracé du PCB n'est pas optimisé pour fonctionner avec les hautes fréquences mais plutôt pour une claire utilisation en didactique, il est possible de s'attendre à des valeurs essentiellement plus basses.

L'expérience doit être réalisée avec le montage présenté en fig.24, pour les deux cas de A=1 et A=10.

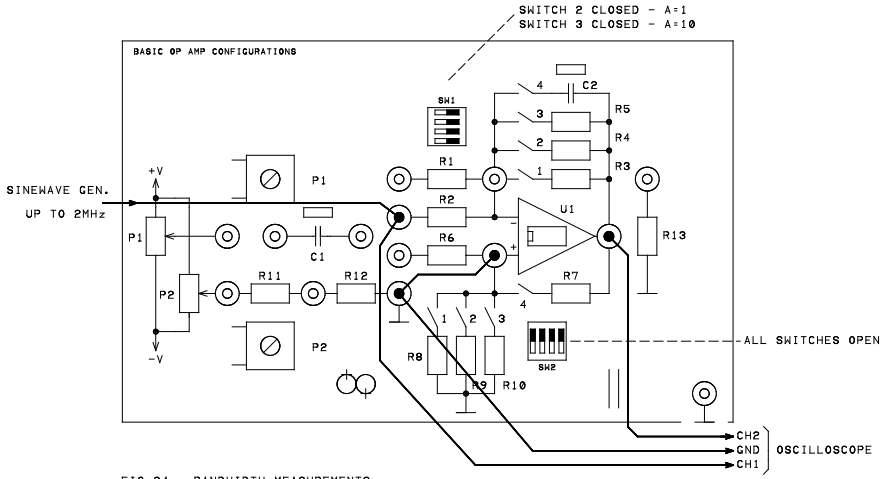


FIG.24 - BANDWIDTH MEASUREMENTS
12CF24

La gamme de fréquence de 10kHz à 2MHz doit d'abord être balayée pour déterminer la localisation du point de coupure, après cela, des mesures plus précises doivent être réalisées dans un intervalle réduit.
La fréquence de coupure est celle à laquelle le gain diminue d'environ 3dB à partir du centre de la bande.

Une fois mesurée cette fréquence pour les deux cas, il faut calculer les valeurs du produit largeur de bande-gain et les vérifier.

1.17 – Impédance de sortie

A partir du cours de théorie il est connu qu'un amplificateur opérationnel a une impédance de sortie qui est pratiquement zéro ohm à l'intérieur d'un large intervalle.
Ce dernier énoncé ("à l'intérieur d'un large intervalle") signifie que ceci est vrai que un amplificateur opérationnel a une valeur d'impédance de sortie voisinant le zéro, mais il n'est pas vrai qu'il peut supporter un courant de valeur infinie lorsque par exemple sa sortie est court-circuitée.
Il y a des dispositifs intérieurs pour limiter la surcharge de la sortie lorsque la valeur du courant dépasse des valeurs typiques compris entre 5 et 20 mA pour la plupart des amplificateurs opérationnels.

Avec cette expérience on doit prouver que la tension de sortie ne baissera pas de façon significative lorsqu'on applique une résistance de charge de 1.5k (R13) en toute sa région linéaire (environ entre –10 et +10V) c'est à dire pour courant de sortie de -6.6 à +6.6mA.

Utilisez le montage proposé dans la fig.25. Ajustez la tension d'entrée avec P1 de façon telle à obtenir la valeur désirée à la sortie.

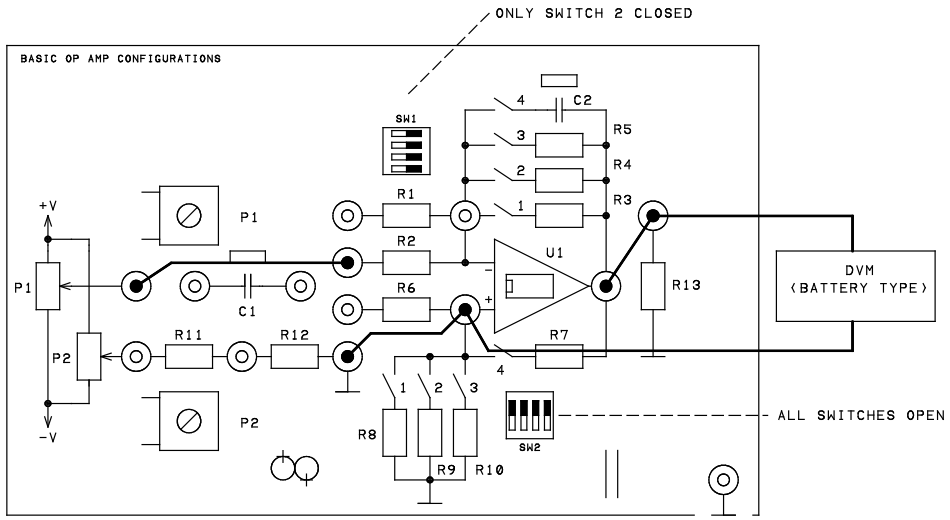
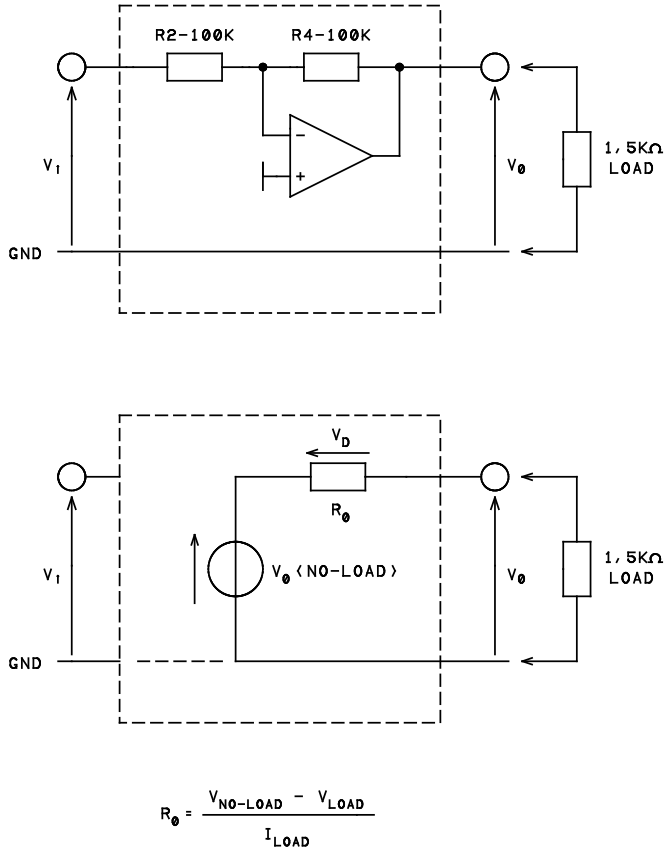


FIG.25 - SETUP TO MEASURE THE OUTPUT IMPEDANCE
12CF25

L'utilisation d'un voltmètre digitale connecté à la sortie est préférable dans ce cas étant assez difficile d'apprécier les petits changements de tension en c.c. avec l'oscilloscope.
Exécutez des mesures à –10, -5, +5 et +10V de la sortie en condition de charge et à vide. A chaque point de mesure l'impédance de sortie peut être calculée comme le rapport entre la chute de tension et le courant qui circule dans la charge (voir fig.26).



$$R_{Ø} = \frac{V_{NO-LOAD} - V_{LOAD}}{I_{LOAD}}$$

FIG.26 - CALCULATION OF THE OUTPUT IMPEDANCE (RESISTANCE)

1112F26

2 – FILTRES ACTIFS

2.1 – Le filtre passe-bande actif

La Fig.1 montre la configuration du filtre de l'unité didactique. Il s'agit d'un filtre actif avec des lignes de rétroaction doubles.

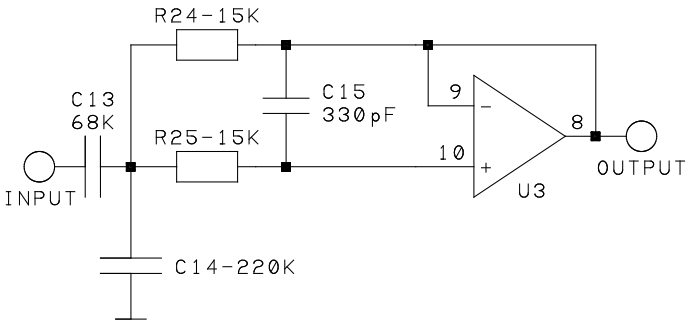


FIG.1 - THE BAND-PASS FILTER

E5C2F1

L'essai de ce circuit consiste à enregistrer sa caractéristique d'amplitude. Cela se fait en appliquant à son entrée un signal sinusoïdal avec une amplitude constante à fréquence variable dans la gamme de 100Hz à 50KHz. Voir la Fig.2 pour le câblage pratique.
Il est recommandé de faire une première exploration de cette gamme dans le but de déterminer l'emplacement de la crête et de sélectionner un niveau d'entrée qui permet un fonctionnement du filtre linéaire et sans saturation.
Il est prévu qu'une amplitude d'entrée de moins de 100mVpp suffira.
Une fois déterminé l'emplacement de la crête il est aussi possible de décider à quelles étapes de fréquence on réalise les mesures, en considérant que le dessin des données enregistrées doit être fait sur un axe des fréquences logarithmique.
A chaque étape de mesure vérifier, et régler l'amplitude d'entrée, si nécessaire. Enregistrer la fréquence et la tension de sortie.
Enfin tracer les résultats sur un papier Log-Log ou sinon sur un papier linéaire (vertical) et logarithmique (horizontal), calculant l'atténuation du filtre en dB à chaque point, avec la formule:

$$A_{dB} = 20\,\mathrm{Log}\left(\frac{V_O}{V_i}\right)$$

Sur le même graphique tracer une ligne horizontale à -3dB de l'amplitude de crête et identifier les fréquences de coupure et la bande passante du filtre.

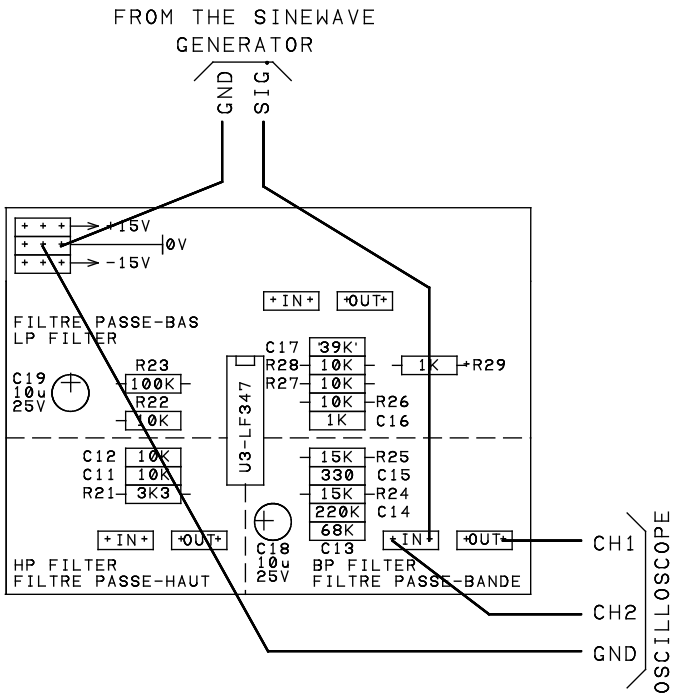


FIG.2 - PRATICAL SETUP

E5C2F2

2.2 – Les filtres Passe-haut et Passe-bas actifs

L'unité didactique comprend deux filtres actifs, respectivement le Passe-haut et le Passe-bas, montrés dans la Fig.3.

L'étude de ces filtres est effectuée d'une manière tout à fait similaire au cas précédent du filtre Passe-bas.

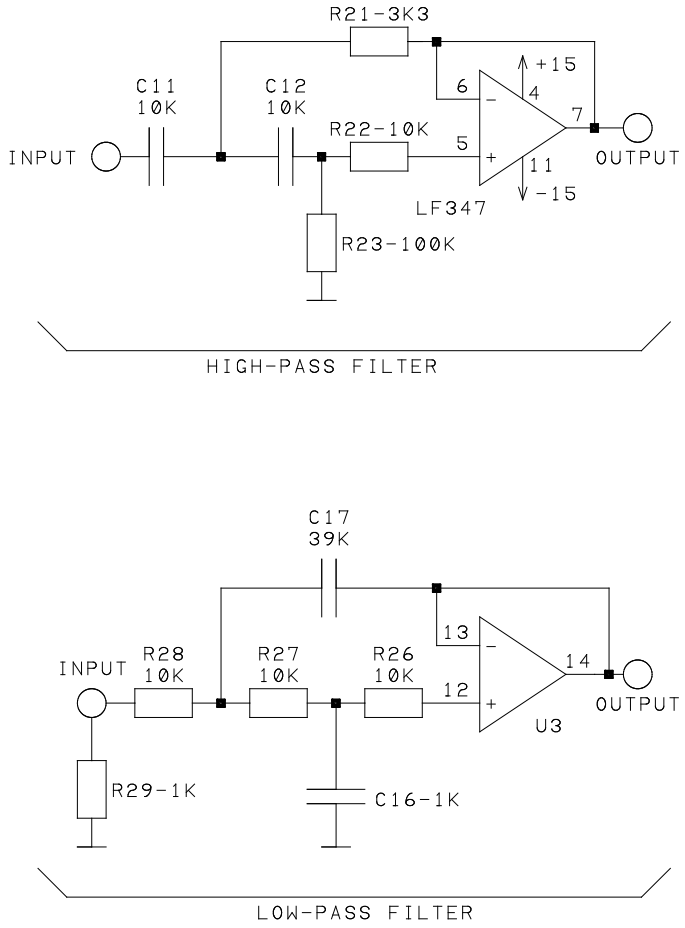


FIG.3 - THE HP AND LP FILTERS

E5C2F3

3 – OSCILLATEURS

3.1 – Circuit astable avec un amplificateur opérationnel

Cette expérience a déjà été proposée dans le chapitre 1, comme une application de base des amplificateurs opérationnels.
Elle est reprise ici dans le but de regrouper toutes les expériences concernant la génération de signaux dans un chapitre unique (ce chapitre 3) pour plus de commodité de l'utilisateur de ce manuel.
La Fig.1 est le circuit à étudier. Son fonctionnement est le suivant:

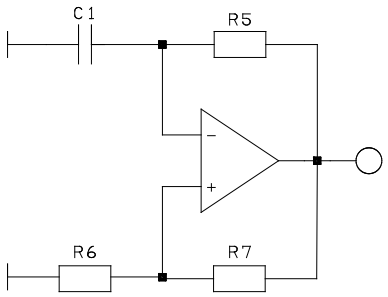


FIG.1 - THE MULTIVIBRATOR

15C4F1

– Ne tenez pas compte pour le moment de R5 et C1. Le reste est un comparateur avec hystérésis.

  La sortie passe haut ou bas quand la tension de l'entrée (-) est inférieure ou supérieure de la tension de l'entrée (+).

– Supposons que V_{out} soit initialement haut (à une tension V_{out+}). Un courant circule à travers R5 pour charger C1. La tension sur C1 augmente au point où le comparateur commute à un niveau bas. Cela se produit lorsque:

$$V_{(-)} = V_{(+)} = V_{out+} \cdot \frac{R6}{R6+R7}$$

– Avec V_{out} bas (à une tension V_{out-}), C1 se décharge à travers R5 au point d'une nouvelle commutation en haut de la sortie:

$$V_{(-)} = V_{(+)} = V_{out-} \cdot \frac{R6}{R6+R7}$$

et le cycle se répète indéfiniment.
La forme d'onde livrée à la sortie du circuit est un vaste onde carrée.

La Figure 2 montre la mise en place pratique de l'expérience.

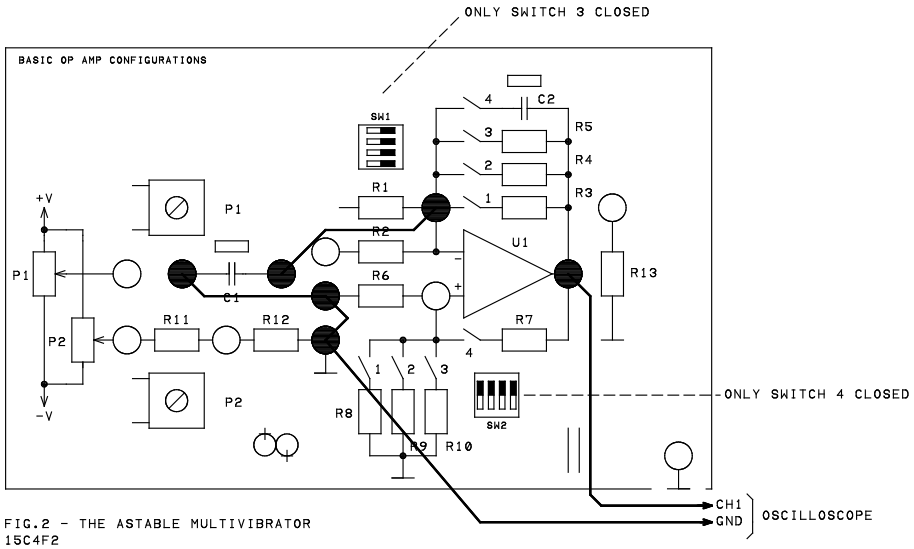


FIG.2 - THE ASTABLE MULTIVIBRATOR
15C4F2

3.2 – L'oscillateur à Pont de Wien

La Fig.3 montre le schéma de cet oscillateur inclus dans l'unité didactique.
L'amplificateur opérationnel fonctionne avec deux lignes de contre-réaction, l'une positive et l'autre négative.
La contre-réaction positive est maximale à la fréquence:

$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$, avec un facteur de 1/3

Pour faire osciller le circuit, le gain déterminé par la ligne de contre-réaction négative doit être plus grand de 3. Le potentiomètre P5 détermine le gain.
Un réglage du gain excessif réduit la linéarité de l'onde de sortie.
Les deux diodes Zener limitent l'amplitude de sortie en réduisant progressivement le gain. Cela améliore aussi la linéarité et la stabilité du fonctionnement.

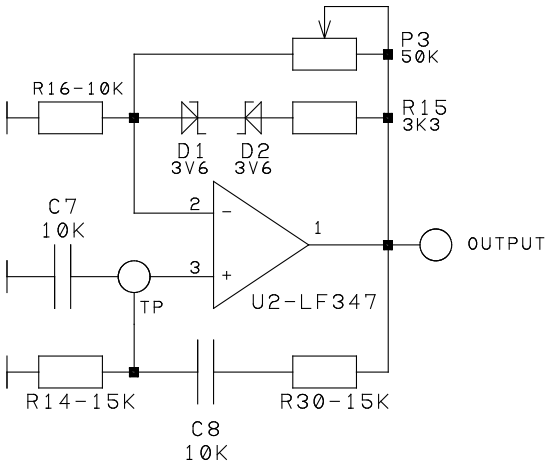


FIG.3 - THE WIEN BRIDGE OSCILLATOR

E5C3F3

3.3 – L'oscillateur en quadrature

La Figure 4 montre le schéma de l'oscillateur en quadrature intégré dans l'unité didactique.
Ceci consiste en 3 amplificateurs opérationnels disposés dans une boucle.
Deux d'entre eux sont mis en place comme des intégrateurs et donc chacun contribue à un déphasage de 90° dans la boucle. Le 3ème amplificateur opérationnel est un amplificateur capable de régler le gain à un niveau suffisant pour l'oscillation. Le potentiomètre P6 permet ce réglage du gain.

A noter la présence de deux diodes Zener dans la contre-réaction du 3ème ampli op. Ceux-ci abaissent le gain en c.a. de l'amplificateur comme leur seuil est atteint, contribuant ainsi efficacement à la stabilité de l'amplitude et à la linéarité de la sortie.

L'oscillateur en quadrature prend son nom des sorties des deux intégrateurs qui sont des sinusoïdes déphasées 90° les unes les autres, qui apparaissent donc comme des fonctions sinus et cosinus.

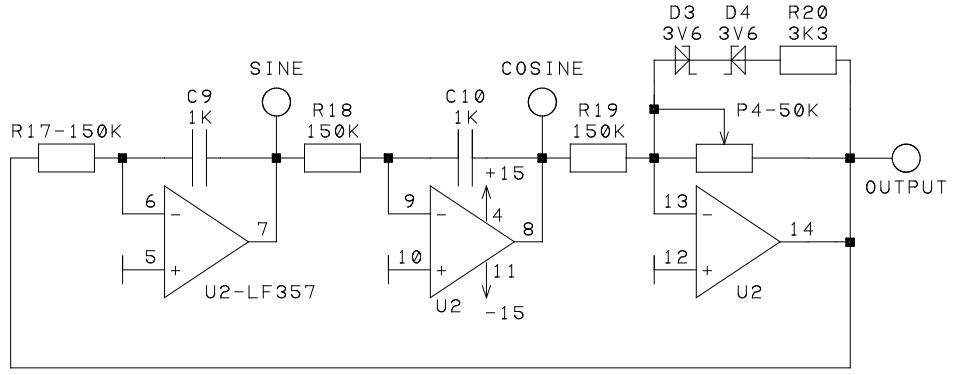


FIG.4 - THE QUADRATURE OSCILLATOR

E5C3F4